

elektor

N.º 10

marzo 1981

175 ptas.

electrónica: técnica y ocio

ESPECIAL SONIDO

top-amp
un amplificador de
60 W muy fácil
utilización de
los ecualizadores



Selektor

3-01

Utilización de los ecualizadores

3-04

Aunque existen muy diversos tipos de ecualizadores todos ellos tienen en común su finalidad, que consiste en corregir las deficiencias en la respuesta de frecuencia de los sistemas reproductores de sonido. Se trata, por tanto, de una herramienta extremadamente útil para obtener un sonido hi-fi «perfecto». Desgraciadamente, sin embargo, los ecualizadores no se utilizan adecuadamente por falta de la información adecuada. En este artículo se describen las distintas posibilidades de utilización de los ecualizadores, así como el modo de obtener de ellos sus máximas prestaciones.

Ecualizador paramétrico

3-17

La combinación de tres filtros de estado variable con un control de tono tipo Baxandall, permiten la realización del ecualizador paramétrico que se describe en este artículo. Los resultados que se obtienen con este tipo de ecualizador superan ampliamente a los obtenidos con los ecualizadores «gráficos».

Salida monitor

3-25

Analizador de audio

3-26

Sin una representación exacta de la respuesta en frecuencia del sistema reproductor de sonido, la utilización de un ecualizador es prácticamente inútil. Por esta razón es virtualmente indispensable disponer de un analizador del espectro de audio que permita detectar las deficiencias particulares de una cadena audio y de la sala donde está instalada.

Top-amp

3-33

Aunque los amplificadores de potencia híbridos no constituyen ninguna novedad, lo que sí es nuevo es el rápido avance que ha experimentado esta tecnología. Aquí describimos la realización de un amplificador hi-fi utilizando estos módulos.

Top-preamp

3-37

En este preamplificador de altas prestaciones se ha prescindido de los controles excesivamente sofisticados, obteniéndose un «previo» pequeño y fácil de manejar, pero con unas características realmente extraordinarias.

Distorsionador variable

3-44

Este circuito super sencillo permite obtener una gran variedad de efectos sonoros controlados manualmente y que dan el sonido «personal» a muchos músicos profesionales.

Cámara de reverberación analógica

3-49

Mercado

3-55

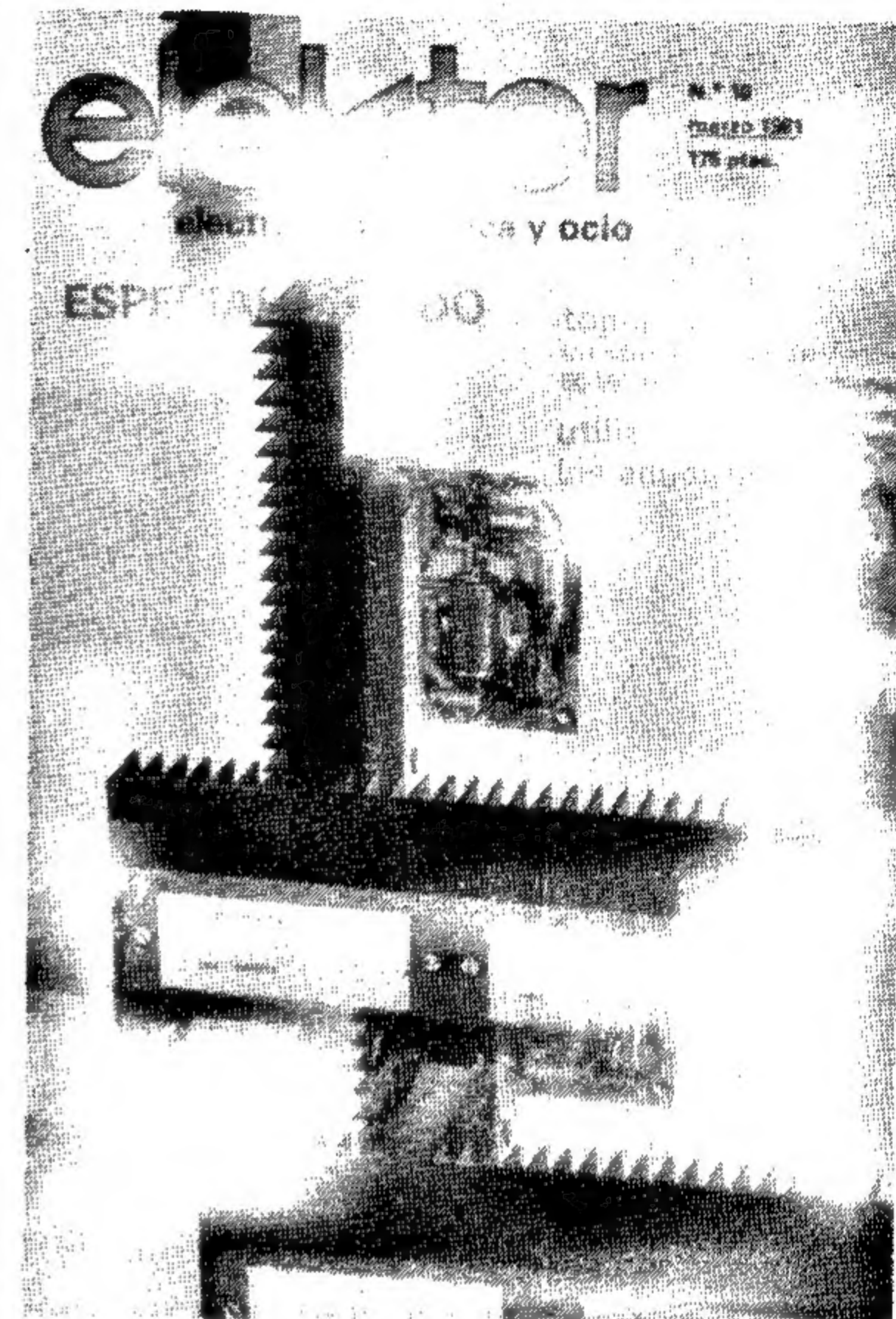
sumario

SUMMAR

SUMMA

SUM

SU



ESPECIAL SONIDO

Con este número Elektor pretende un doble objetivo. En primer lugar proporcionar a todos los lectores que ya posean un equipo de Alta Fidelidad, la información necesaria para obtener de él todas sus posibilidades. En segundo lugar queremos proporcionar a todos los que quieran construirse su propio sistema de audio la posibilidad de realizar un amplificador HI-FI de gran calidad.



elektor10

claves

Año, 2, núm. 10

marzo 1981

Redacción, Administración y Suscripciones:

Edita:

Presidente:

Director:

Redactor jefe de la edición internacional:

Cuerpo de redacción:

Colaboradores:

Exclusiva de publicidad

Impresión:

Contabilidad:

Suscripciones:

Villanueva, 19, 1.º

Teléf. 276 08 23. Madrid-1

Ingelek, S.A.

Ernesto Medina Muñoz

Antonio M. Ferrer Abelló

Bob W. van der Horst

Redactores técnicos:

J. Barendrecht, G. H. K. Dam,

P. Holmes, E. Krempelsauer,

A. Nachtmann, G. Nachbar,

K. S. M. Walraven

J. Ignacio Alegría,

Guillermo Jiménez,

Domingo Bernal, Miguel Maroto

NOVOMEDIA, S.A.

Madrid: Jefe de publicidad, Fernando Yunta.

Recoletos, 1. Tel. 276 12 05-06-07

Barcelona: José Suárez.

Villarroel, 191. Tel. 321 13 50

Bilbao: José Juan González Garay.

Joaquín Adán, 1. Tel. 415 57 01

Gráficas ELICA. Boyer, 5.

Madrid-32

María Antonia Buitrago

Inmaculada de la Torre

	1980 (6 núms.)	1981 (11 núms.)
España	1.120 Ptas.	1.800 Ptas.
Extranjero (correo de superficie)	1.620	2.600
Extranjero (correo aéreo)	2.120	3.300
Precio ejemplar sencillo	160	175
Precio ejemplar doble	320	350
Ejemplares atrasados	Precio de portada	

En 1981 la revista Elektor tendrá carácter mensual, publicándose 10 números sencillos y uno doble correspondiente a julio/agosto.
Depósito legal: GU. 3-1980

DERECHOS DE REPRODUCCION
Elektuur B. V. 6190 AB Beek (L). Holanda.
Elektor Verlag GmbH, 5.133. Gangelt. R. F. de Alemania.
Elektor Publishers Ltd. Canterbury CT1 1PE, Kent, Inglaterra.
Elektor Sarl BP 53; 59270 Bailleul, Francia.
Elektor, Via dei Lavoratori, 125. 20092 Cinisello B, Italia.

DERECHOS DE AUTOR
La protección de los derechos de autor se extiende no sólo al contenido redaccional de Elektor, sino también a las ilustraciones y a los circuitos impresos, incluido su diseño, que en ella se reproducen.
Los circuitos y esquemas publicados en Elektor, sólo pueden ser realizados para usos privados o científicos, pero no comerciales.
La utilización de los esquemas no supone ninguna responsabilidad por parte de la sociedad editora.
La sociedad editora no devolverá los artículos que no haya solicitado o aceptado para su publicación.
Si la sociedad editora acepta la publicación de un artículo que le ha sido enviado, tendrá el derecho de modificarlo o hacerlo modificar por su cuenta. La sociedad tiene también el derecho de traducir o de hacer traducir un artículo y de utilizarlo para sus otras ediciones y actividades, pagando por ello según la tarifa que tenga en uso.
Algunos artículos, dispositivos, componentes, etcétera, descritos en esta revista pueden estar patentados. La sociedad editora no acepta ninguna responsabilidad por no mencionar esta protección o cualquier otra.

CORRESPONDENCIA
Para facilitar la labor de administración deberá mencionarse en la esquina superior izquierda del sobre la sigla que corresponda:

CT	Consulta técnica	S	Suscripciones
DR	Director	RA	Revistas atrasadas
CD	Cambio de dirección	ESS	Servicio de Software
EPS	Circuitos impresos	P	Publicidad
SC	Servicio comercial		

Todas las cartas dirigidas a consulta técnica deberán incluir un sobre de respuesta, franqueado y con el nombre y dirección del consultante. En caso contrario no se atenderá la consulta.
Copyright © 1981. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, Nederland).
Prohibida la reproducción total o parcial, aún citando su procedencia, de los dibujos, fotografías, proyectos y los circuitos impresos, publicados en Elektor.

SOLICITADO CONTROL DE OJD

¿Qué es un TUN?
¿Qué es un 10 n?
¿Qué es el EPS?
¿Qué es el servicio CT?
¿Qué es el duende de Elektor?

Tipos de semiconductores
A menudo, existen un gran número de transistores y diodos con denominaciones diferentes, pero con características similares. Debido a ello, Elektor utiliza, para designarlos, una denominación abreviada.

• Cuando se indica **741** se entiende que se hace referencia a: μ A 741, LM 741, MC 641, MIC 741, RM 741, SN 7241, etcétera.

• TUP o TUN (Transistor universal de tipo PNP o NPN, respectivamente) representa a todo transistor de silicio, de baja frecuencia, con las siguientes características:

U_{CE0} , máx.	20 V
I_C , máx.	100 mA
h_{FE} , mín.	100
P_{tot} , máx.	100 mW
f_T , mín.	100 MHz

Algunos de los tipos TUN son: las familias BC107, BC108 y BC109; 2N3856A; 2N3859; 2N3860; 2N3904; 2N3947; 2N4124.
Algunos de los tipos TUP son: las familias BC177 y BC178 y el BC179; 2N2412; 2N3251; 2N3906; 2N4126; 2N4291.

• DUS y DUG (Diodo Universal de Silicio o de Germanio, respectivamente), representa a todo diodo de las siguientes características.

	DUS	DUG
U_R máx.	25 V	20 V
I_F máx.	100 mA	35 mA
I_R máx.	1 A	100 A
P_{tot} máx.	250 mW	250 mW
C_D máx.	5 pF	10 pF

Pertenecen al tipo DUS los siguientes: BA127, BA217, BA128, BA221, BA222, BA317, BA318, BAX13, BAY61, IN914, IN4148.
Y pertenecen al tipo DUG: OA85, OA91, OA95, AA116.

• Los tipos BC107B, BC237B, BC547B corresponde a versiones de mayor calidad dentro de una misma «familia». En general, pueden ser sustituidos por cualquier otro miembro de la misma familia.

Familias BC107 (-8, -9)
BC107 (-8, -9), BC147 (-8, -9), BC207 (-8, -9), BC237 (-8, -9), BC317 (-8, -9), BC347 (-8, -9), BC547 (-8, -9), BC171 (-2, -3), BC182 (-3, -4), BC282 (-3, -4), BC437 (-8, -9), BC414

Familias BC177 (-8, -9)
BC177 (-8, -9), BC157 (-8, -9), BC204 (-5, -6), BC307 (-8, -9), BC320 (-1, -2), BC350 (-1, -2), BC557 (-8, -9), BC251 (-2, -3), BC212 (-3, -4), BC512 (-3, -4), BC261 (-2, -3), BC416

Valores de resistencias y condensadores
En los valores de las resistencias y de los condensadores se omiten los ceros, siempre que ello es posible. La coma se sustituye por una de las siguientes abreviaturas:

p (pico)	= 10^{-12}
n (nano-)	= 10^{-9}
μ (micro-)	= 10^{-6}
m (mili-)	= 10^{-3}
k (kilo-)	= 10^3
M (mega-)	= 10^6
G (giga-)	= 10^9

Ejemplos:
— Valores de resistencia:
 $2k7 = 2700$
 $470 = 470$

Salvo indicación en contra, las resistencias empleadas en los esquemas son de carbón 1/4 W y 5% de tolerancia máxima.

— Valores de capacidades:
 $4p7 = 4,7 \text{ pF} = 0,00000000047\text{F}$
 $10 = 0,01 \mu\text{F} = 10^{-8}\text{F}$

El valor de la tensión de los condensadores no electrolíticos se supone, por lo menos, de 60V; como norma de seguridad conviene que ese valor sea siempre igual o superior al doble de la tensión de alimentación.

Puntos de medida
Salvo indicación en contra, las tensiones indicadas deben medirse con un voltímetro de, al menos, $20 \text{ K } \Omega / \text{V}$ de resistencia interna.

Tensiones de corriente alterna
Siempre se considera para los diseños, tensión senoidal de 220 V/50 Hz.

“U” en vez de “V”
Se emplea el símbolo internacional “U” para indicar tensión, en lugar del símbolo ambiguo “V”, que se reserva para indicar voltios.
Ejemplo: se emplea $U_b = 10 \text{ V}$, en vez de $V_b = 10 \text{ V}$.

Servicios ELEKTOR para los lectores
Circuitos impresos:
La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso. Muchos de ellos se pueden suministrar taladrados y preparados para el montaje.
Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS (Elektor Print Service).

Consultas técnicas:
Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas CT e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.

IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación importante o un nuevo diseño.

El duende de Elektor:
Toda modificación importante, corrección, mejora, etc., de las realizaciones de Elektor se incluirá en este apartado.

Cambio de dirección:
Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

Tarifa publicitaria (nacional o internacional)
Puede obtenerse mediante petición a la dirección de la revista.

Un ecualizador no es más que un corrector de tonalidad de amplias posibilidades. Desde este punto de vista presenta grandes diferencias con los correctores convencionales que únicamente acentúan (o atenúan) parcialmente la respuesta en cada extremo de la banda de audio. Por el contrario, gracias al ecualizador es posible intervenir de manera más eficaz sobre la respuesta en frecuencia a lo largo de todo el espectro de audio, con lo que se puede llegar a «nivelar» las crestas y valles de la curva de respuesta.

En un principio el uso de los ecualizadores se limitó a los estudios de grabación, pero sus indudables beneficios pronto llegaron a los aficionados a la HI-FI. En este artículo se tratará la utilización de un ecualizador por un no profesional.

Ecualizar la sala de estar

En el curso de los últimos años, los ecualizadores han invadido el dominio de las aplicaciones domésticas hasta el punto de convertirse casi en una «moda». Conocidos

utilización de los ecualizadores

fabricantes de equipos de audio así como los ingenieros especializados en acústica, se han preocupado seriamente de los problemas planteados por la corrección de respuesta en frecuencia. algunos ejemplos de esta actitud son: la firma *Brüel y Kjaer* que ofrece un sistema de medida y regulación de respuesta para salas de audición; las cajas acústicas actuales de *Philips*, diseñadas en función de las características de una sala de audición «media» o la revista *Wireless World* con un artículo publicado por J. Moir sobre la relación existente entre los altavoces y la sala de audición. Esto no son más que algunas muestras de lo que acabamos de decir.

Las características de las habitaciones tienen sorprendentes efectos sobre el sonido reproducido por una cadena HI-FI.

En muchos sentidos una sala de audición es similar a la caja de un altavoz, con la diferencia de que el oyente se encuentra dentro. Hasta el presente no se ha tenido muy en cuenta la influencia mutua entre las cajas acústicas (o baffles) y el recinto de audición en las aplicaciones domésticas, y por tanto, nada se ha hecho para mejorar las posibles alteraciones acústicas debidas a estos fenómenos. Para mejorar la curva de respuesta en frecuencia de un recinto hay varias posibilidades; una de ellas puede ser realizando cambios formales en el medio acústico, como por ejemplo, cambiar de sitio las cortinas (o ponerlas más gruesas), enmoquetar el suelo, ensayar diferentes posiciones para las cajas acústicas, cambiar los muebles de sitio, etcétera. Todos los elementos citados anteriormente tienen gran influencia en la acústica de una habitación, y tales cambios pueden en muchos casos resolver el problema, pero también puede suceder que la disposición ideal (acústicamente hablando) haga inhabitable la casa.

Aunque existe una gran variedad de ecualizadores, todos ellos tienen un mismo objetivo: la corrección, más o menos eficaz, de la curva de respuesta en frecuencia de una instalación de audio. Efectivamente, estos aparatos son una útil herramienta cuando de mejorar un sistema HI-FI se trata. Pero desafortunadamente en muchos casos no se aprovechan todas las prestaciones que pueden rendir debido al desconocimiento que de ellos se tiene. Conviene pues señalar, que una explotación racional de un ecualizador puede aportar grandes satisfacciones musicales. En este artículo se da una visión general de las distintas aplicaciones de los ecualizadores, así como una serie de consejos que permitirán al usuario de un ecualizador obtener los mejores resultados de su cadena HI-FI.

1

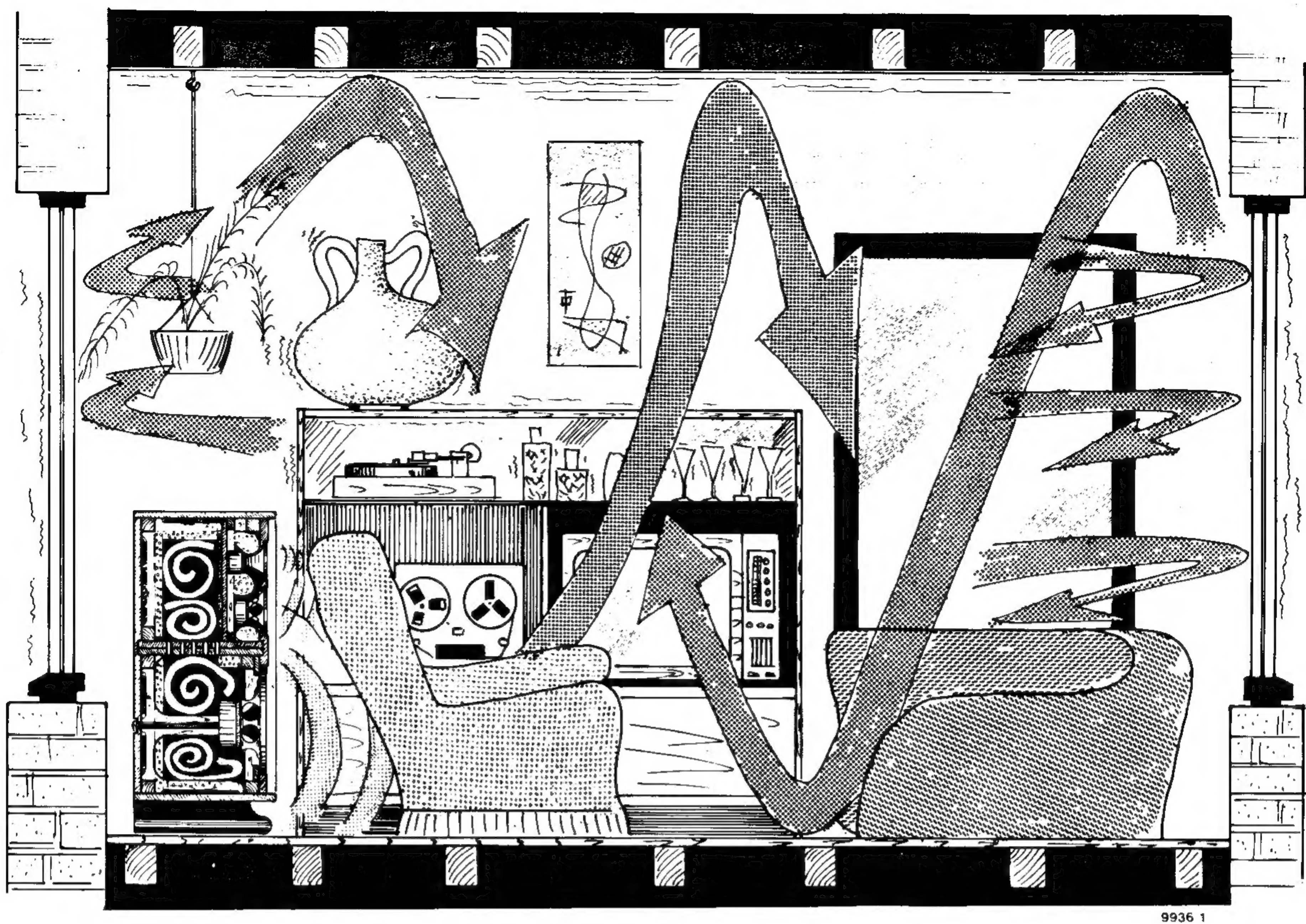


Figura 1. En general se dedica una mayor atención a la construcción y diseño de los baffles y altavoces que a la acústica de los recintos de escucha.

El ecualizador nos permite resolver el problema de forma muy diferente. Su misión consiste en compensar las deficiencias acústicas de la sala (frecuencias absorbidas o reflejadas por los elementos que componen la habitación) sin modificar el recinto de audición. El efecto de estas «deficiencias acústicas» se traduce en una distribución

irregular de la amplitud de las frecuencias que llegan al oyente y se reflejan en la curva de respuesta confiriéndole ese tortuoso aspecto. Por ejemplo, para la curva característica de frecuencia de la figura 2a, resulta fácil ver la respuesta del ecualizador debe ser «inversa» a la del recinto, es decir, debe realzar aquellas frecuencias que se

atenúan y viceversa, en otras palabras, debe producir la curva de respuesta mostrada en la figura 2b, que como puede apreciarse se caracteriza por los «valles» en 50 Hz y 250 Hz, los «picos» en 1,6 kHz y 4 kHz, y una amplificación de la curva a partir de los 10 kHz. Si se conecta un ecualizador (ajustado para entregar una respuesta como la

2

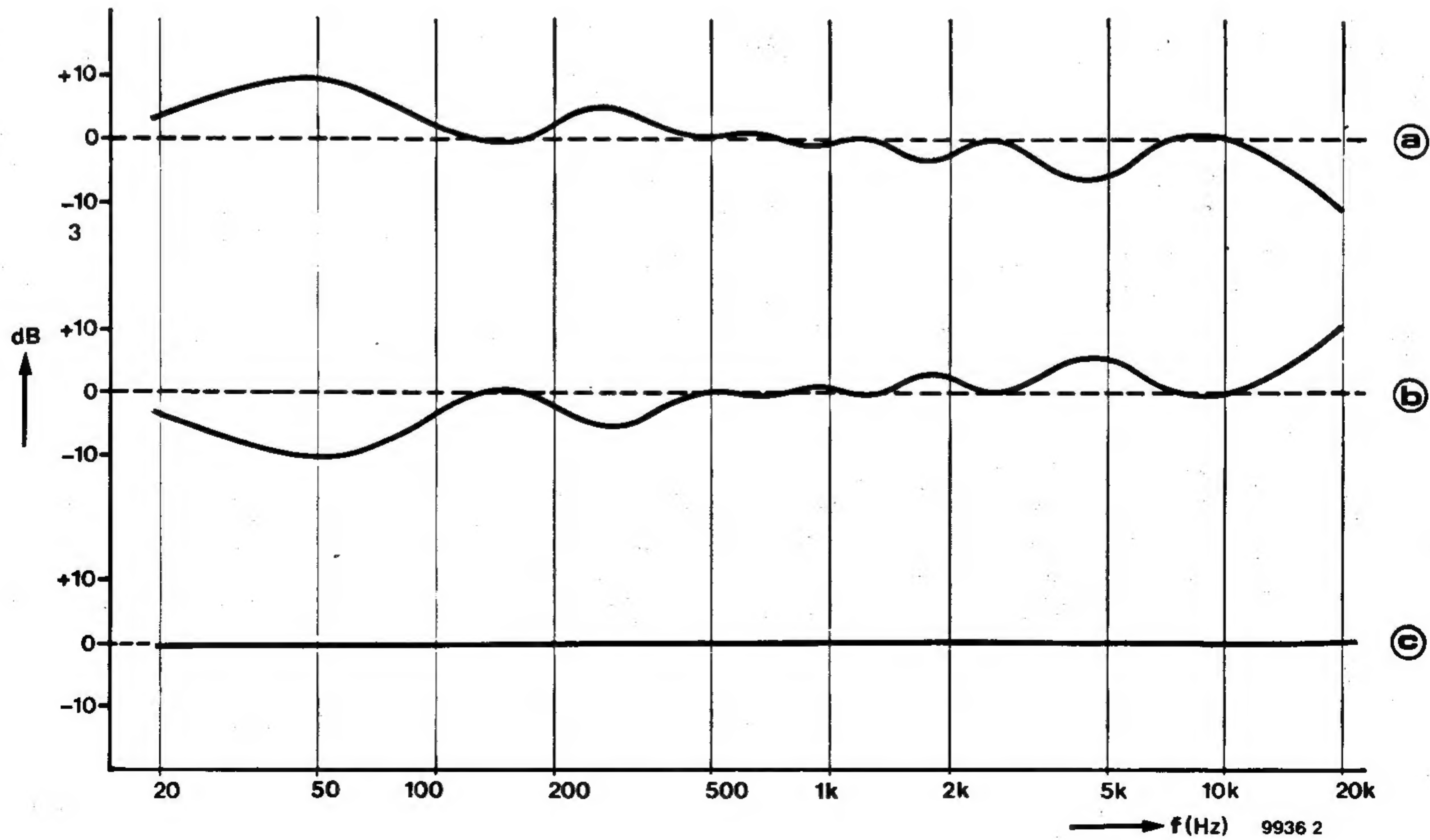
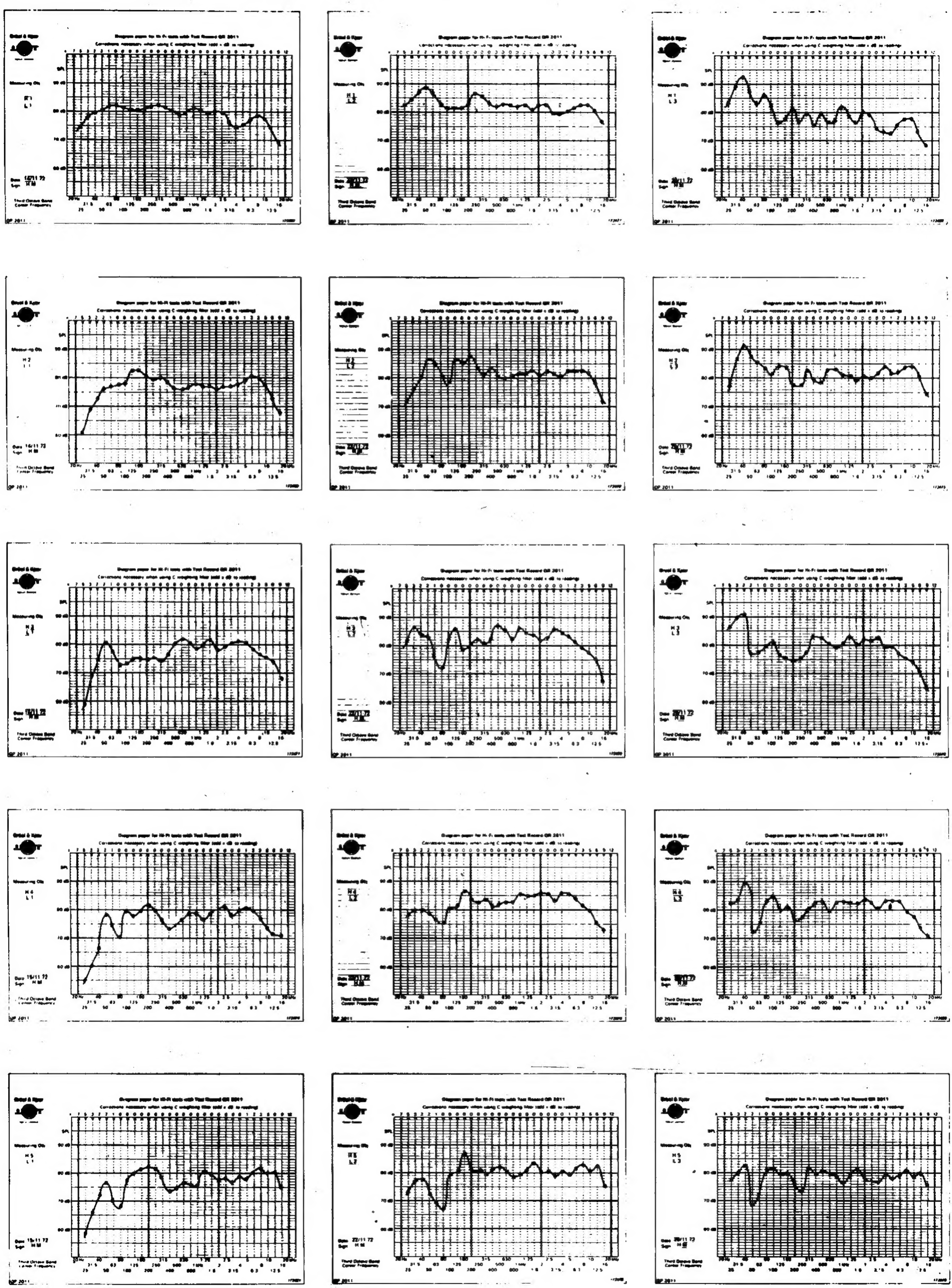


Figura 2. Ejemplo de corrección integral de la respuesta en frecuencia con la ayuda de un ecualizador. La respuesta característica de la figura 2a, se «ecualiza» aplicándole la rectificación de la figura 2b, que es la respuesta ideal de un ecualizador. Con esto se intenta conseguir una curva característica lineal.



Fotografía 1. Hojas de características de la firma Brüel Kjaer. Los gráficos muestran las respuestas características de cinco baffles en tres recintos de audición diferentes.

3

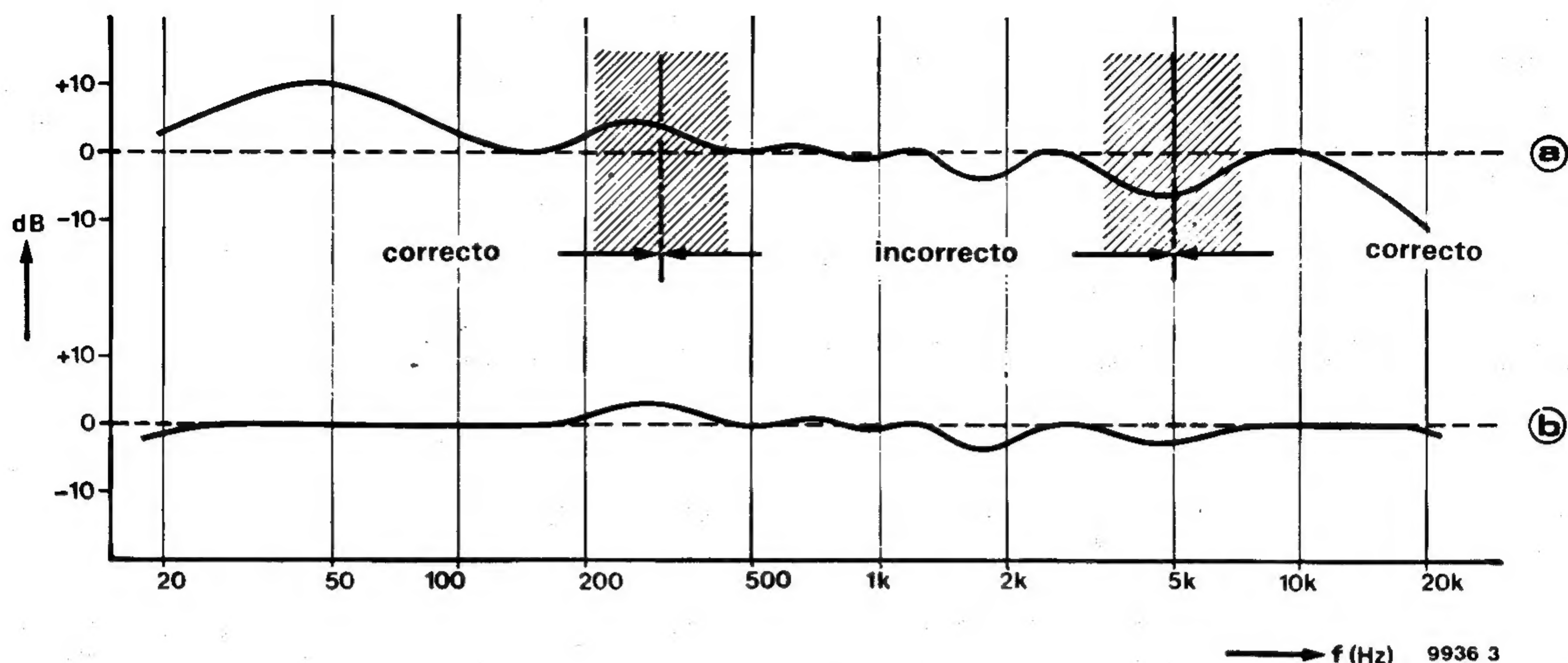


Figura 3. En la práctica no es necesario hacer una corrección integral. En la gama de las frecuencias medias generalmente no es aconsejable introducir modificaciones en la respuesta, por lo que la curva característica se parece más en la realidad a la figura 3b que a la 2c.

de la figura 2b) a una cadena HI-FI, la respuesta global obtenida será similar a la de la figura 2c.

En la práctica, desafortunadamente, las cosas no son tan sencillas. La situación se complica debido a que las señales acústicas que llegan al oyente son una mezcla de sonidos directos e indirectos (o reflejados). El sonido directo es aquél que llega directamente, valga la redundancia, desde el altavoz a nuestros oídos, mientras que el indirecto nos llega después de una o varias reflexiones en las paredes, suelo, muebles, etcétera, con los cual queda afectado por una «coloración» producida por las características acústicas del recinto. De este hecho se pueden deducir dos consecuencias.

En primer lugar, la proporción relativa de sonido directo e indirecto variará en cada punto de la sala de audición, debido a que los distintos recorridos de las señales directa e indirecta, producen reforzamientos y anulaciones de fase, creándose nodos y anti-nodos en distintos puntos de la habitación. Por esta razón, sólo es posible ecuali-

zar correctamente una posición determinada del oyente, y si ésta cambia, cambiará la respuesta de frecuencia.

En segundo lugar, el oído humano interpreta de diferente forma los sonidos directos y reflejados; sobre todo en la gama de las frecuencias vocales (300 Hz a 5 kHz). Mientras que el sonido directo informa sobre las características de la fuente sonora, el sonido indirecto da una idea del entorno que rodea la fuente sonora. Esta es la razón por la cual el empleo de un ecualizador sin el debido conocimiento puede producir algunos efectos indeseables: tratando de eliminar la influencia del recinto en el sonido indirecto, puede suceder que el sonido directo se vea fuertemente influenciado por la «coloración» que se pretendía evitar. Luego, como ya se ha dicho, la utilización irracional o abusiva de un ecualizador puede empeorar las cosas en lugar de arreglarlas.

Parece desprenderse de las conclusiones anteriores que los ecualizadores, e incluso los controles de tono de nuestro equipo, no resuelven nada, pero esto es totalmente falso, ya que los resultados que se pueden obtener con este tipo de aparato en recintos de tamaño reducido (como son las habitaciones de una casa) son ciertamente notables. Y sin llegar a este punto, el ecualizador puede solucionar más de un problema en recintos de audición en los que aún siendo de tamaño adecuado se producen fuertes atenuaciones de unas ciertas frecuencias o simplemente tienen unas pobres condiciones acústicas.

Si queremos profundizar más en las ventajas que puede aportar un ecualizador, observemos atentamente el gráfico de la figura 2a, en el que se muestra la respuesta en frecuencia típica de una habitación. En la figura 3 se presenta la misma curva pero en este caso se han señalado visiblemente las áreas «críticas».

Para frecuencias comprendidas entre 300 Hz y 5 kHz lo más aconsejable es no introducir ninguna modificación (siempre que el problema acústico sea debido a las

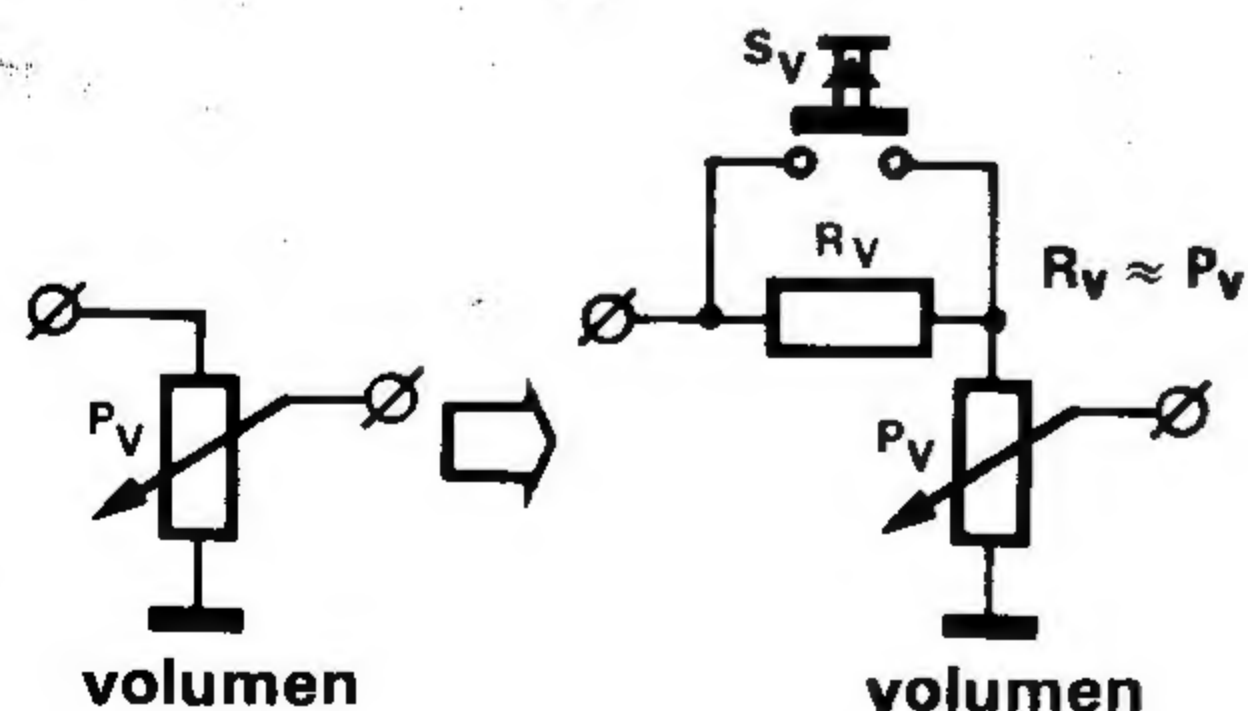
características de la habitación y no al baffle) es decir, no es aconsejable intervenir en esta banda. Fuera de esta zona se podrá utilizar con éxito cualquier ecualizador para «planchar» las crestas y valles de la curva característica del recinto. En algunos casos también servirá de ayuda el acualizador en las frecuencias que limitan la zona anteriormente citada (300 Hz y 5 kHz).

De todo esto podemos deducir que en la figura 3a:

- El pico de resonancia que se encuentra en torno a los 50 Hz debe ser completamente eliminado (esto además aportará una reducción de 10 db en la relación señal/ruido, que lo hace aún más deseable).
- La pequeña prominencia sobre los 250 Hz está situada en la zona de transición. Una corrección parcial podría ser aceptable: el procedimiento más sencillo consiste en comparar los resultados obtenidos con/sin ecualización.
- La elevación de pendiente visible en torno a los 700 Hz es verdaderamente tan pequeña que no la tendremos en consideración. Por otra parte, se encuentra en la zona media de frecuencias críticas, y como se ha dicho en un principio se debe dejar intacta.
- El valle cercano a los 1.600 Hz, al igual que el anterior, está situado en la zona de frecuencias críticas.
- Hacia los 5 kHz existe una depresión que se encuentra próxima a una zona de transición y puede ser parcialmente ecualizada.
- Finalmente, el extremo en la curva de respuesta, cerca de los 10 kHz admite una corrección eficaz mediante el ecualizador. Sin embargo, en esta banda de frecuencias una corrección demasiado fuerte puede llegar a dañar los altavoces de agudos (tweeters).

Una vez realizadas estas correcciones mediante el ecualizador (dando por sentado que el valle cercano a los 1.600 Hz es debido a las condiciones acústicas del recinto (y no a los altavoces), la respuesta conjunta que se obtendrá debe parecerse a la mostrada en la figura 3b. Desde luego, la correc-

4



9936 4

Figura 4. Normalmente es sencillo incorporar un atenuador conmutable de 6 db a una instalación de megafonía. Para ello se conecta en serie una resistencia (R_v) de aproximadamente el mismo valor que el potenciómetro y un pulsador (S_v) en paralelo con la resistencia atenuadora.

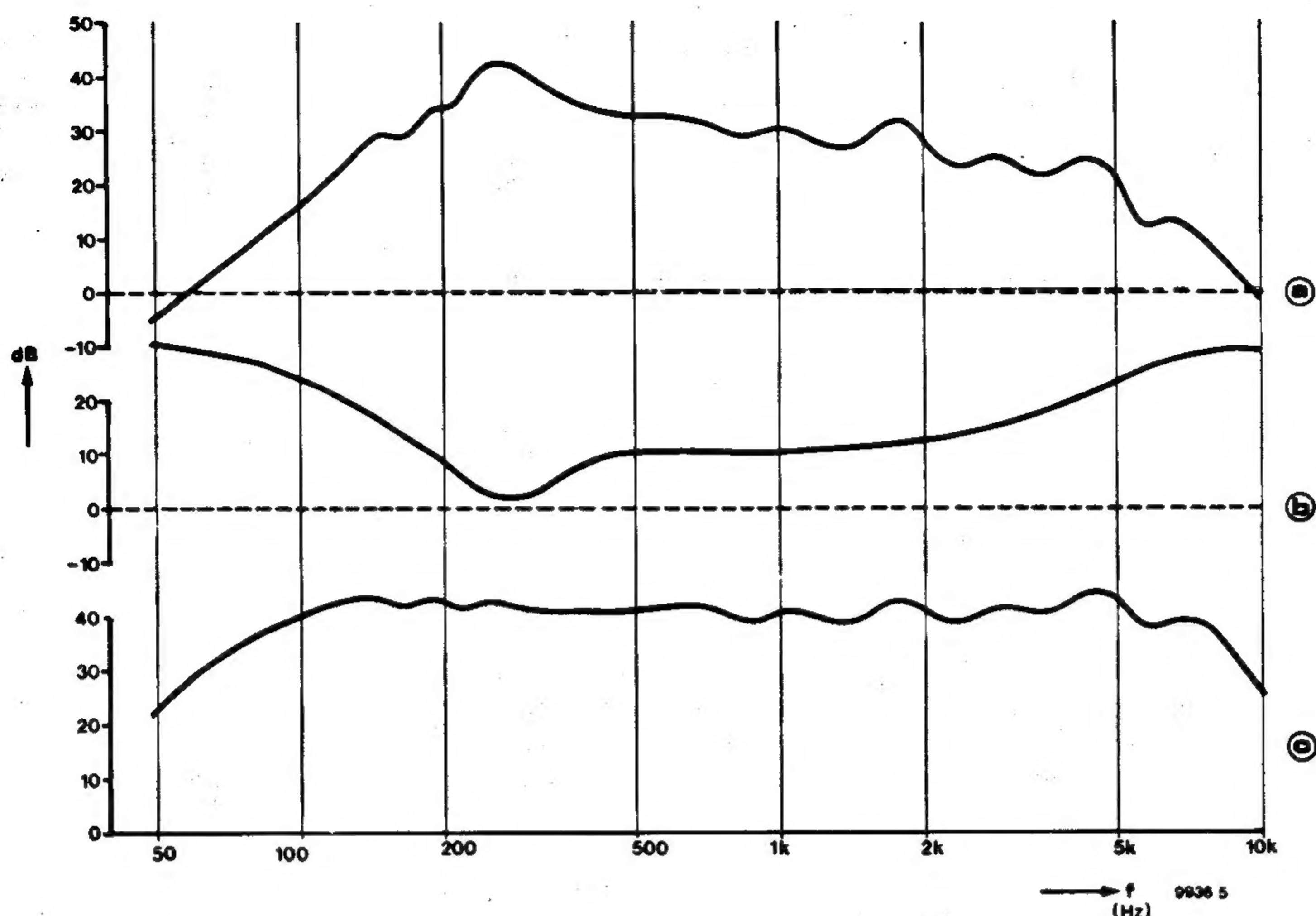


Figura 5. La respuesta en frecuencia de una instalación de megafonía presenta, frecuentemente, insuficiencias (5a). Después de la inserción del ecualizador (se aplica la corrección de la figura 5b) se obtiene la respuesta de la figura 5c. Como puede apreciarse, el resultado es una mejora espectacular de la característica electroacústica (o de respuesta en frecuencia).

ción efectuada en la curva de respuesta no es más que una indicación visual que por sí sola no da la verdadera medida de la mejora obtenida (¡para comprobarlo no queda más remedio que oír el sistema!).

Como podemos ver en el ejemplo anterior, no es necesario hacer un gran número de correcciones para obtener una respuesta acústica «plana». Todo lo que se requiere es un circuito que proporcione una amplificación de los agudos y tres filtros de resonancia variables.

En realidad casi estamos describiendo las aplicaciones del ecualizador paramétrico que se publica en otro artículo de esta revista. Los siguientes párrafos tratarán de los procesos de ajuste de un ecualizador en otros casos.

Sistemas amplificadores de la palabra

Los sistemas de sonorización de locales públicos, habitualmente son instalados por profesionales, sin embargo, hay situaciones en las que es preciso que personal no especializado realice la sonorización de pequeños locales, es el caso de las reuniones de comunidades, entregas de diplomas, etcétera, presentándose, muy a menudo arduos problemas como la falta de inteligibilidad, insuficiencia de volumen, realimentación acústica (efecto Larsen) etcétera. Diversas experiencias realizadas por profesionales en este terreno, han demostrado que también aquí los ecualizadores paramétricos pueden ser unos valiosos auxiliares. Pero antes de entrar de lleno en la explicación de los fenómenos anteriormente citados, parece oportuno aclarar algunos puntos de carácter general. En lo que concierne a los sistemas de sonorización públi-

cos, no es precisamente la HI-FI (Alta Fidelidad) lo que se va buscando (tal y como se entiende en una cadena estéreo), si no que se desea, sobre todo, inteligibilidad, que muy frecuentemente en la práctica, se confunde con el volumen. Naturalmente, este factor tiene una influencia decisiva sobre la inteligibilidad, pero como contrapartida también puede contribuir en el deterioro de la misma; es el caso del conocido y molesto efecto de realimentación acústica que hace su aparición sobre todo en instalaciones mal diseñadas. El remedio en estos casos es intentar mejorar la inteligibilidad por otros medios que no sean reforzar el volumen. Como se sabe, el Larsen se produce cuando las señales producidas por los altavoces son captadas por el micrófono, ya sea por reflexión o directamente, con lo cual se establece un lazo de realimentación (positiva), ya que la señal que llega al micrófono es amplificada y enviada nuevamente a los altavoces, produciendo el típico «pitido» debido a la entrada en oscilación del sistema (recuérdese que los osciladores son amplificadores realimentados positivamente).

Para reducir este efecto en lo posible el único medio es reducir la señal que llega al micrófono procedente de los altavoces, para lo cual, a continuación citamos algunas soluciones:

- Empleando un micrófono direccional (también conocido como cardioide), que presenta una muy baja sensibilidad a los sonidos procedentes de la parte posterior del micrófono.
- Utilizando altavoces de respuesta direccional. Este tipo de altavoces son generalmente poco conocidos. Pueden conseguirse importantes reducciones del efecto Larsen, instalando altavoces direccionales, orientados en sentido opuesto al micrófono.

- Disminuir la potencia de los altavoces más próximos a los micrófonos. Muy a menudo, las columnas de sonorización incorporan la posibilidad de regulación de volumen; en aquellas que no lo posean, se obtiene un efecto similar, simplemente poniendo en serie con el altavoz una resistencia de bajo valor. En principio esto puede parecer una contradicción, sin embargo, en la práctica permite aumentar el volumen del amplificador sin incrementar la realimentación acústica.

- Conectar sólo los micrófonos que se estén utilizando en un momento dado. Si es un solo orador el que habla, únicamente su micrófono será el que deberá estar conectado al sistema de sonorización. Téngase en cuenta que cuanto mayor sea el número de micrófonos conectados mayor será el riesgo de realimentación acústica.

- Asegúrese de que el control de volumen está correctamente ajustado. Esto resulta demasiado evidente, sin embargo, en la práctica no es tan sencillo como parece, por ello deberán tenerse en cuenta las dos reglas prácticas siguientes:

- La realimentación acústica se producirá antes en una habitación vacía que en una llena. Por esta razón se recomienda ajustar el volumen un punto antes de la realimentación acústica cuando la sala se encuentra vacía; con lo cual el volumen cuando la sala esté llena será perfecto.

- Existe una diferencia de 3 a 6 db entre el ajuste correcto de volumen y la aparición del Larsen. Es posible determinar cuando un sistema está en el umbral de la realimentación acústica, ya que ésta viene acompañada por una especie de eco o reverberación de los sonidos, similar a la que se consigue con medios mecánicos o electrónicos. Como conclusión de lo anterior se puede intuir que la instalación de

atenuadores de 3 a 6 db en los controles de volumen facilitará, grandemente, el ajuste del volumen. Para ello se procede de la siguiente forma: se pone fuera de servicio el atenuador y se va incrementando el volumen lentamente hasta que el efecto Larsen haga su aparición. (Si se varía bruscamente el volumen, no se sabrá con exactitud en que punto empezó a producirse dicho efecto, puesto que la realimentación tiene un tiempo de respuesta). A continuación se pone el atenuador en servicio, y la instalación ya está en condiciones de ser utilizada. Una vez solucionado el problema de la realimentación acústica, el paso siguiente será aumentar la inteligibilidad del sistema de sonorización, pero sin recurrir al control de volumen.

Básicamente hay dos formas de hacerlo: una consiste en reducir la reverberación producida en el recinto y la otra en mejorar la calidad del sonido propiamente dicho. El primer punto se refiere casi exclusivamente a la optimización de las condiciones acústicas de la sala, para lo cual, la instalación de unas amplias cortinas y gruesas alfombras puede ser la solución, aunque en modo alguno la más barata.

En el segundo procedimiento, consistente en mejorar la respuesta del sistema a las frecuencias de la voz humana, es en donde interviene la electrónica bajo la forma de ecualizador. Generalmente no se le concede demasiada importancia a la calidad de reproducción de la señal fónica, y sin embargo, juega un importante papel a la hora de mejorar la inteligibilidad. La práctica no cesa de demostrar que una respuesta en frecuencia lineal sobre un espectro razonablemente amplio (100 Hz a 10 kHz aproximadamente) proporciona una mejora considerable de la inteligibilidad.

Sobre la respuesta en frecuencia ideal y como obtenerla, existen algunos conceptos dudosos o mal entendidos, como en el caso de los interruptores que atenúan las bajas frecuencias a partir de los 200, 300 y aún 400 Hz, la comercialización de altavoces vocales (altavoces cuya calidad de respuesta es realmente dudosa) y micrófonos vocales (cuya respuesta en muchos casos no supera la de los altavoces). Si por añadidura el control de graves del amplificador está al mínimo y se introduce el filtro de presencia que eventualmente incorporan algunos amplificadores, el resultado puede ser catastrófico.

En la figura 5a se muestra la respuesta de un sistema como el descrito para la reproducción de la palabra cuando los controles de tonalidad están en su posición media (i). Utilizando un simple ecualizador paramétrico se intentó corregir las fuertes irregularidades en la respuesta del sistema. El ajuste del filtro se muestra en la figura 5b y la respuesta obtenida después de la corrección se muestra en la figura 5c.

No es posible describir la sorprendente mejora que se consiguió aplicando la citada corrección: en el primer caso (sin ecualizador) apenas se podía entender al locutor, aunque el auditorio se encontraba en completo silencio y libre de perturbaciones. Después de intercalar el ecualizador, la inteligibilidad mejoró de tal forma que aún en medio de una gran agitación del público, se pudieron entender claramente todas las palabras del orador.

La aplicación de un ecualizador en estos casos es altamente beneficiosa y siempre deseable. Sin embargo, cuando de un equipo de HI-FI se trata, los objetivos y el tratamiento de los problemas que presenta es totalmente diferente, pues como se dijo anteriormente, cuando se trata de ecualizar una instalación HI-FI o recintos de audición la gama de frecuencias comprendidas entre 300 Hz y 5 kHz debe permanecer al margen de toda modificación. Mientras que en el caso de instalaciones de megafonía se cumple totalmente lo contrario: precisamente este margen de frecuencias de 300 Hz a 5 kHz (o para ser más exactos de 100 Hz a 10 kHz) es sobre el que se debe actuar e introducir las oportunas modificaciones, mediante el ecualizador, mientras que a los extremos de la banda se les concede una menor importancia.

En las instalaciones de megafonía el hecho de que la curva de respuesta sea totalmente «plana» o no, carece de importancia, y así caídas de 4 ó 5 db son prácticamente inaudibles en el espectro vocal. En estos sistemas el factor de verdadera importancia es la presencia de grandes «picos» de resonancia en la curva de respuesta, puesto que, ellos son los que determinan el volumen máximo utilizable sin que aparezca el efecto de realimentación acústica; en consecuencia, el ajuste del ecualizador debe ser aquél que asegure un mismo nivel para todos los picos en la curva de respuesta. Este proceso se ilustra en la figura 6. A primera vista puede parecer que la curva de la figura 6a es significativamente más eficaz, en la práctica se puede observar que los resultados son claramente superiores con un ajuste como el de la figura 6b. Por supuesto y

como era de esperar se puede conseguir una respuesta aún mejor, utilizando los mismos filtros, y efectuando algunos ensayos, se puede obtener la respuesta óptima (figura 6c).

Para aquéllos que dudan todavía de la utilidad de un ecualizador en un sistema de sonorización se podría acudir a la comparación de los precios de los altavoces y micrófonos especiales para este fin con el precio de un ecualizador como el que, por ejemplo, se propone en este mismo número. ¡La diferencia será evidente!

Música electrónica

Una aplicación no tan común de los ecualizadores, pero no por ello menos importante es el campo de la música electrónica, donde su flexibilidad y su capacidad de formación tonal hacen de él un útil complemento en órganos electrónicos y sintetizadores (véase el FORMANT; libro que trata ampliamente este tema). Contrastando con los equipos domésticos de HI-FI y los sistemas de sonorización pública, se aprecia enseguida una diferencia, mientras en estos dos primeros casos el ajuste del ecualizador se hace en un principio y no varía durante toda la audición, en las aplicaciones musicales el ajuste es variable y sigue las características del pasaje musical en particular o el gusto del intérprete. Por otra razón, los filtros del ecualizador deben estar perfectamente calibrados y en lo que concierne a la parte exterior, su aspecto y diseño ha de ser funcional.

Estos motivos son los que básicamente han dado su popularidad (y el nombre) a los

6

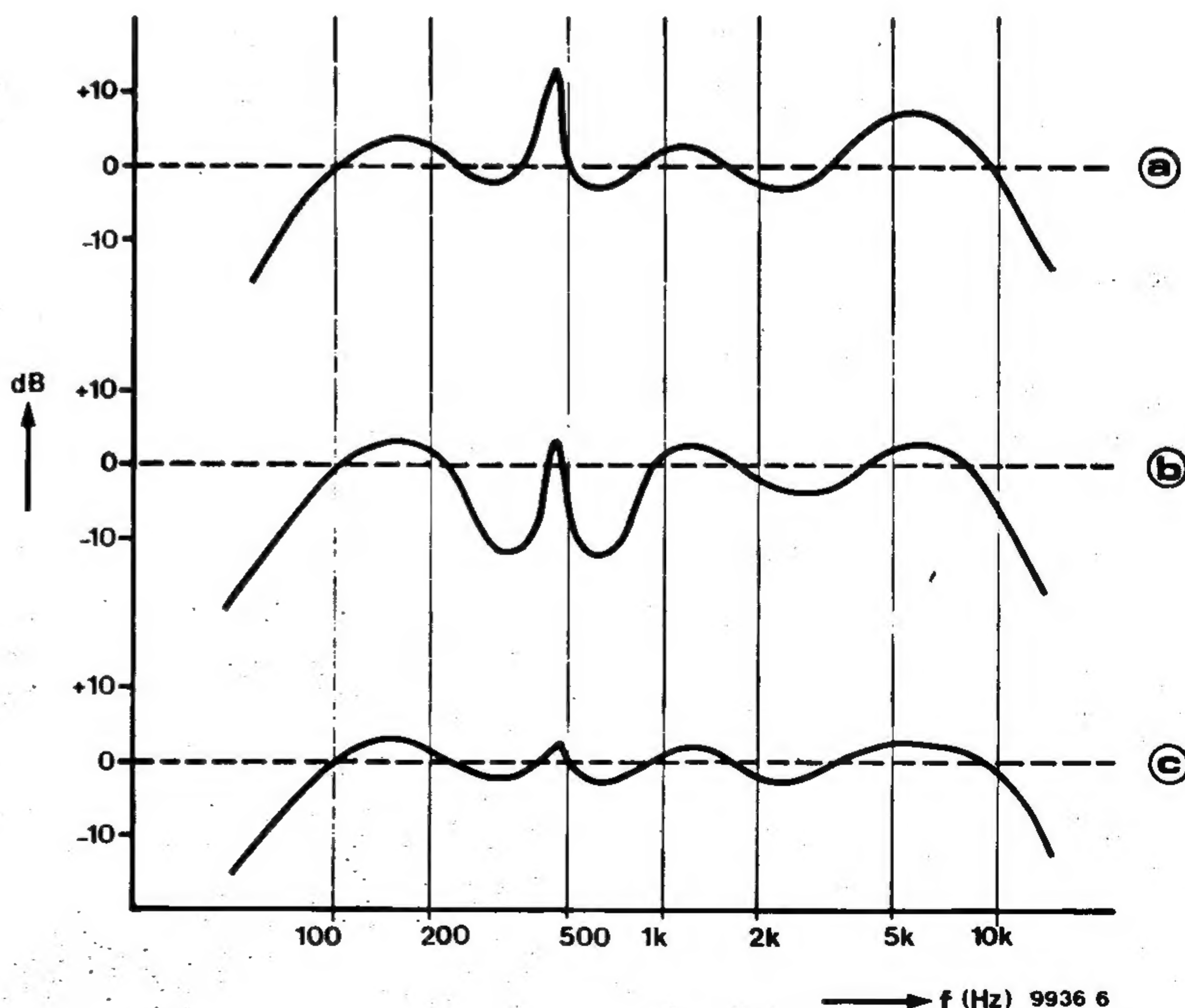


Figura 6. En el caso de instalaciones de megafonía, se debe ajustar el ecualizador de forma que todas las crestas tengan aproximadamente la misma amplitud. En principio, la curva de la figura 6a parece que proporcionara mejores resultados, sin embargo, en la práctica es la curva de la figura 6b la que produce una corrección más efectiva; evidentemente, esto no quiere decir que sea la ideal, ya que con el mismo filtro pueden obtenerse mejoras sustanciales como la presentada en la figura 6c.

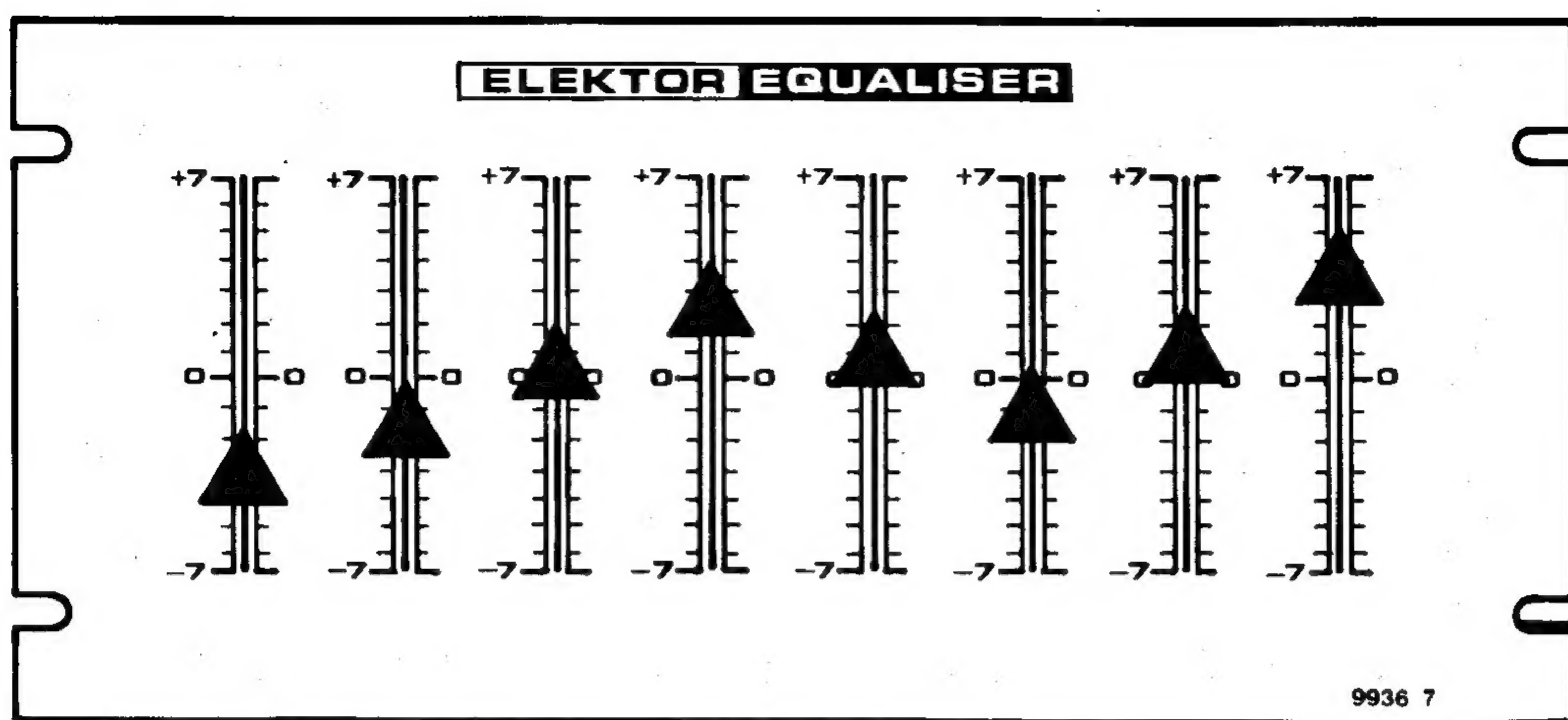


Figura 7. El «ecualizador gráfico» debe su nombre al empleo y particular disposición de potenciómetros lineales. La línea imaginaria que une los cursores de los potenciómetros representa (gráficamente) la respuesta en frecuencia (o corrección) aplicada al sistema (equipo de baja frecuencia).

ecualizadores gráficos (ver figura 7), ya que con sólo echar un «vistazo» a los potenciómetros deslizantes de su parte frontal nos proporciona una indicación visual inmediata de la curva correctora introducida en el sistema. No obstante esto no excluye el uso de un ecualizador paramétrico para realizar esta función, ya que sus grandes posibilidades (control sobre todos los parámetros del filtro) de regulación lo hacen mucho más flexible y capaz para conseguir un mayor número de efectos.

Ajustes de un ecualizador

En lo que concierne al campo de la música electrónica, los ajustes de los ecualizadores, obviamente quedan a gusto del intérprete, por lo cual no es posible dar ninguna indicación a este respecto. Pero no es este el caso en los equipos estereofónicos domésticos o en los sistemas de sonorización. Es conveniente en primer lugar, formular algunas reglas de tipo general que se aplican a estos dominios y seguidamente realizan un análisis ciñéndose a cada aplicación en particular. La condición preliminar al reglaje correcto de un ecualizador es el conocimiento preciso de las frecuencias que se desean corregir. Como ya se ha observado anteriormente, un ecualizador constituye un auxiliar práctico, pero bastante complejo en su utilización; motivo por el cual, en la mayoría de los casos un ajuste hecho exclusivamente a «oído» es decepcionante. Con objeto de que el ecualizador rinda el máximo de posibilidades, se deberán efectuar con anterioridad unas mediciones exactas y minuciosas. Esto supone a priori una inversión financiera importante, así como un poco de paciencia; los más expertos en el tema estarán pensando en los instrumentos de Brüel y Kjaer, cuyo valor es de algunos cientos de miles de pesetas, pueden sin embargo, conseguirse resultados parecidos sin necesidad de hacer una inversión de tal calibre, ya que en este mismo número se publica la realización de un analizador de

audio, que con un poco de habilidad y técnica aportarán resultados verdaderamente sorprendentes.

Por otra parte, no es precisa una exactitud rigurosa (con ± 5 db es suficiente), es decir, no se trata de saber si una cresta o un valle se encuentra precisamente en 225 Hz pero sí de cómo eliminarlo, lo cual constituye nuestro objetivo final.

Las curvas características de la respuesta en frecuencia que se muestran en las figuras 2, 3, 5 y 6 resultarán muy interesantes para los especialistas, sin embargo, al usuario estos datos en la mayoría de los casos no le dicen nada, puesto que lo normal es que sólo le preocupen los resultados finales.

Para la corrección acústica de habitaciones y auditorios se presentan varias soluciones. Aunque el proceso de conjunto siempre es el mismo, en la práctica se puede hacer uso de diferentes elementos auxiliares, como pueden ser: el analizador de audio (primordial), micrófonos de medida (sonómetros), cascos de escucha, grabaciones de prueba, etcétera. Cada uno de es-

tos sistemas tiene sus propias ventajas e inconvenientes. En sistemas de sonorización pública los ajustes son bastante más simples que los de una cadena HI-FI. Es evidente que en el primer caso habrá que utilizar los micrófonos de la propia instalación para hacer las medidas necesarias con la ayuda del analizador. Como el ajuste y corrección de instalaciones de sonorización constituye la base para los ajustes en salas de audición (domésticas y profesionales), este tema será abordado en primer lugar.

Correcciones en los sistemas de sonorización pública

Resulta obvio que antes de acudir a un ecualizador se deben haber intentado otros tipos de mejoras, como pueden ser, posicionar correctamente micrófonos y altavoces (suponemos que su elección se habrá hecho con cuidado), la sustitución de los micrófonos normales por los de tipo cardioide, y si fuera necesario la reducción de volumen en los altavoces más cercanos a los micrófonos. Sólo cuando se hayan agotado los remedios anteriores se deberá acudir al ecualizador. Para el ajuste que se describirá a continuación se supone que el lector posee un ecualizador paramétrico y el analizador de audio que se publica en este mismo número. El procedimiento de ajuste seguido para el ecualizador gráfico de una octava es muy similar al de los ecualizadores paramétricos; las diferencias que puedan existir se irán mencionando en su momento.

1.º El primer paso es ajustar el ecualizador para obtener una respuesta en frecuencia lineal. Esto se consigue conectando el generador de ruido rosa directamente a la entrada del ecualizador y llevando su salida al analizador de espectro, tal y como se muestra en la figura 8. El analizador se ajustará al Q máximo (amplitud de la banda 1/12 de octava). A partir de este momento, los posibles valles y crestas de la respuesta en frecuencia del ecualizador

8

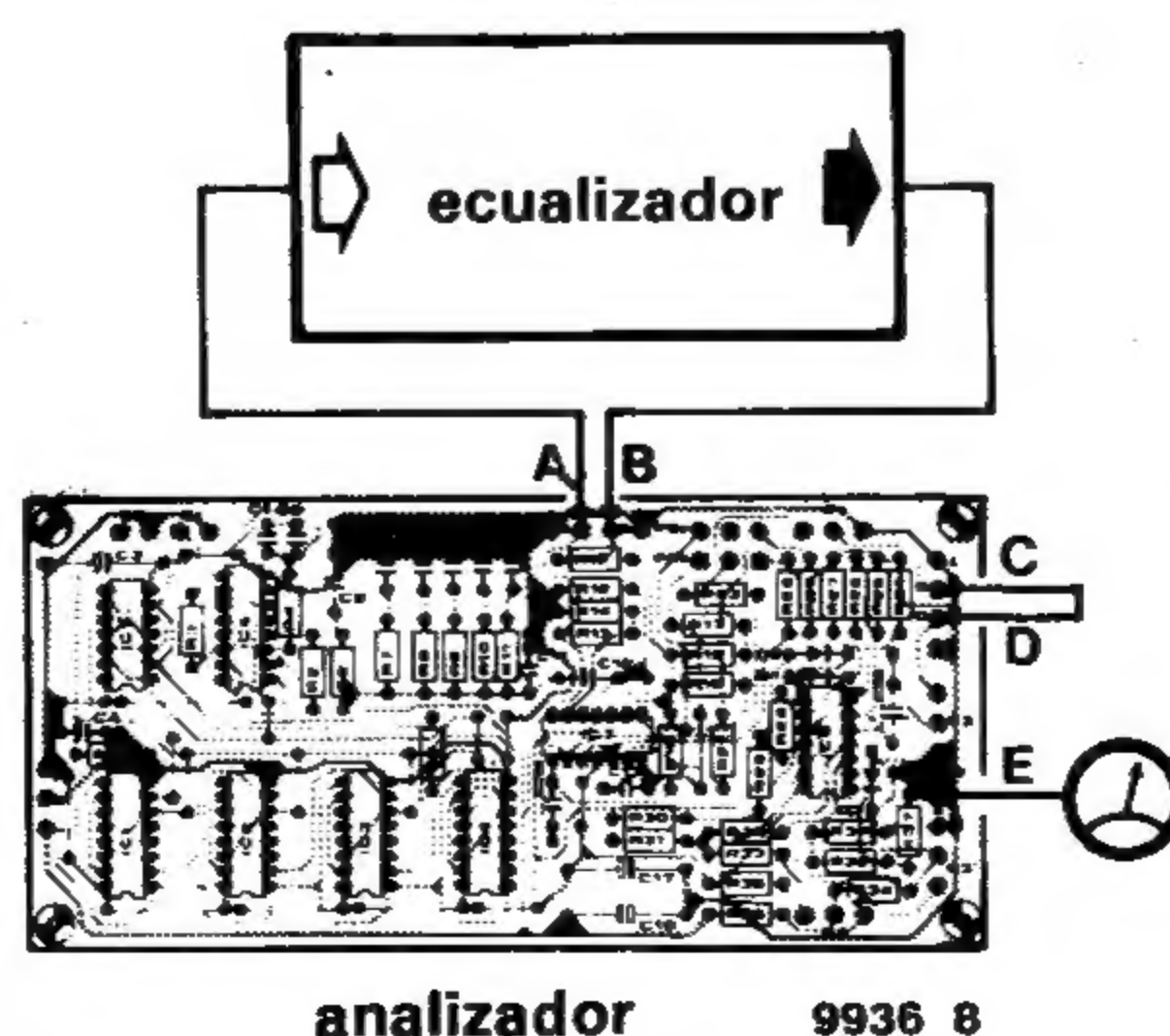


Figura 8. Antes de incorporar el ecualizador a una instalación, éste se debe ajustar para obtener una respuesta lineal. En la figura se muestra la conexión entre el analizador y el ecualizador.

podrán ser eliminados actuando sobre los correspondientes controles.

2.º Buscar en el amplificador el punto de conexión apropiado para el ecualizador. Por lo general, todos los amplificadores poseen una salida de monitor, de modo que no habrá grandes problemas para interconectarlos (véase la figura 9a). En las figuras 9b y 9c se muestra como disponer una salida de monitor en el caso de que el amplificador no disponga de ella.

3.º Ahora debe conectarse la salida del ecualizador al punto B de la figura 9, y la salida del generador de ruido a la entrada del ecualizador. El ecualizador de audio se conectará en el punto A de la figura 9. Esta disposición se muestra en la figura 10.

4.º Ya estamos en condiciones de medir la respuesta en frecuencia del sistema, si bien, para ello es necesario que el mando de ajuste de frecuencia del analizador esté calibrado de 1 a 10, por ejemplo. Si hubieran conectados varios micrófonos al amplificador, se desconectan todos excepto aquél que se halle bajo prueba o el que se emplee más a menudo. Con los resultados obtenidos se puede hacer un gráfico como el de la figura 11a. Si el ecualizador es de una octava o de un tercio de octava se variará el filtro del analizador en la misma medida (o sea pasos de una octava o un tercio). Las lecturas obtenidas para cada frecuencia se reflejarán en un gráfico como el de la figura 12a.

5.º Con la ayuda de una regla se trazará una línea horizontal a media altura entre el pico más alto y el valle más bajo (ver figuras 11b y 12b). Esta línea representa la respuesta (teórica) ideal y básicamente es la que nos servirá de guía para nuestros ajustes.

6.º El factor Q de los filtros pasabanda en los ecualizadores paramétricos se ajustará al máximo. (En los ecualizadores gráficos se omitirán los puntos 6 a 13) y se buscará el primer valle (o cresta); en la figura 11b ésta se halla entre los puntos 2 y 3. Como se trata de una cresta, se ajusta el primer filtro pasabanda del ecualizador para obtener la atenuación máxima. A continuación se modifica la frecuencia del filtro muy lentamente hasta que la aguja en el aparato de medida registre una desviación ligeramente brusca. Entonces se reajusta con cuidado la frecuencia del filtro pasabanda del ecualizador para que la indicación del medidor sea mínima. Finalmente se reduce la atenuación del filtro pasabanda hasta que la lectura del medidor coincida con la medida teórica en ese punto (línea recta de la figura 11).

7.º Ahora se varía el filtro del analizador hasta encontrar la siguiente irregularidad en la curva de respuesta. Si el igual que en la figura 11b se trata de un valle, ajustaremos el segundo filtro pasabanda del ecualizador a su amplificación máxima, sintonizándolo en la frecuencia apropiada; a continuación se aumenta o disminuye la ganancia del filtro del ecualizador hasta que se obtiene en el medidor del analizador el valor teórico de la curva ideal (línea recta). Si existen otras deficiencias en la respuesta de frecuencia, se repite este procedimiento con los demás filtros del ecualizador.

8.º El siguiente paso es ajustar los filtros de medida del analizador en la zona de bajas frecuencias donde se produzca una

9

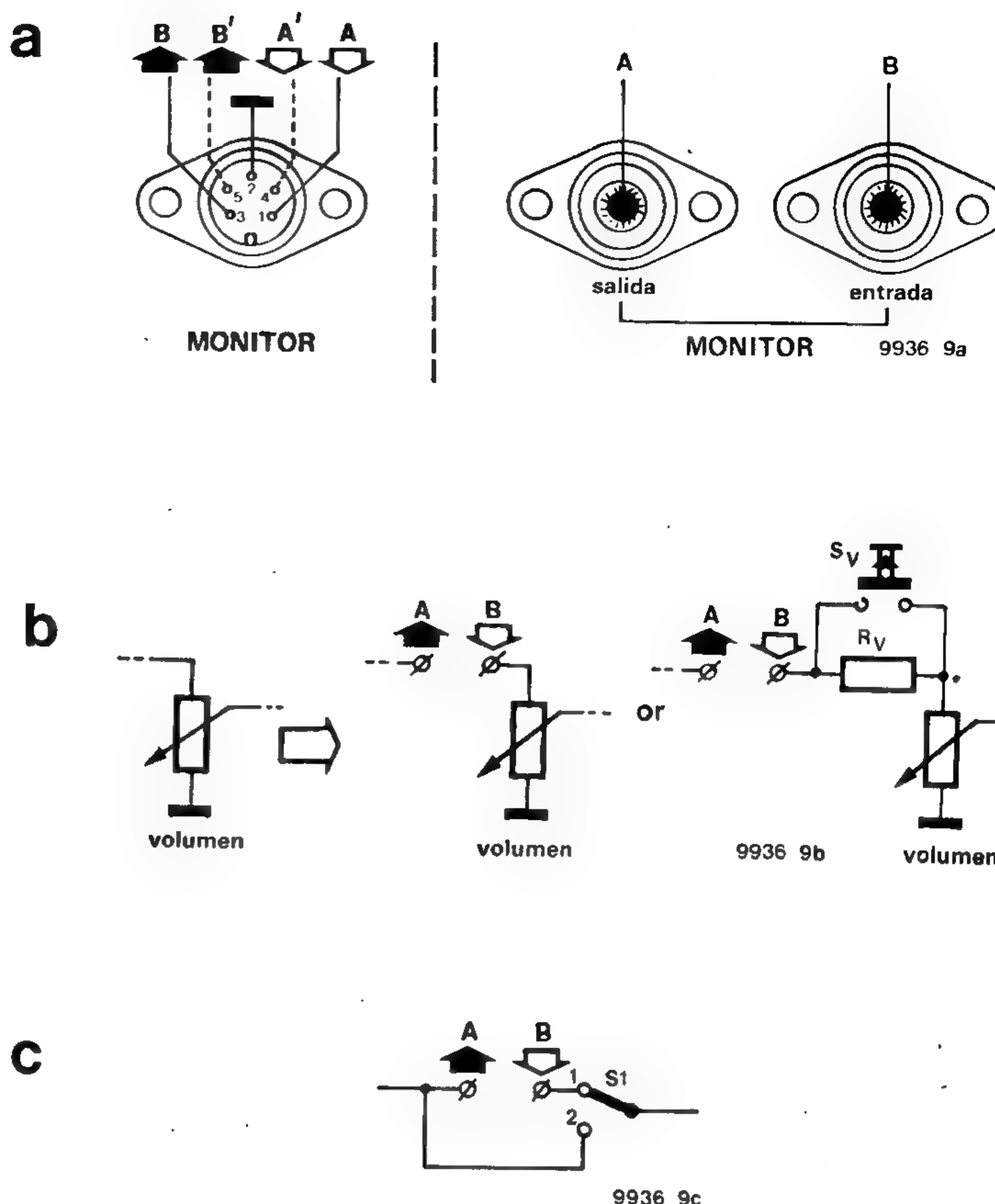


Figura 9. Es necesario encontrar en el amplificador un punto de conexión apropiado para conectar el ecualizador. Esto, generalmente, se hará en el potenciómetro de volumen. Si el amplificador posee una salida de monitor se podrá emplear para esta función.

caída apreciable en la curva de respuesta. Este punto se indica en la figura 11b por una flecha. El control de graves del circuito Baxandall corrector de tonalidad del ecuali-

10

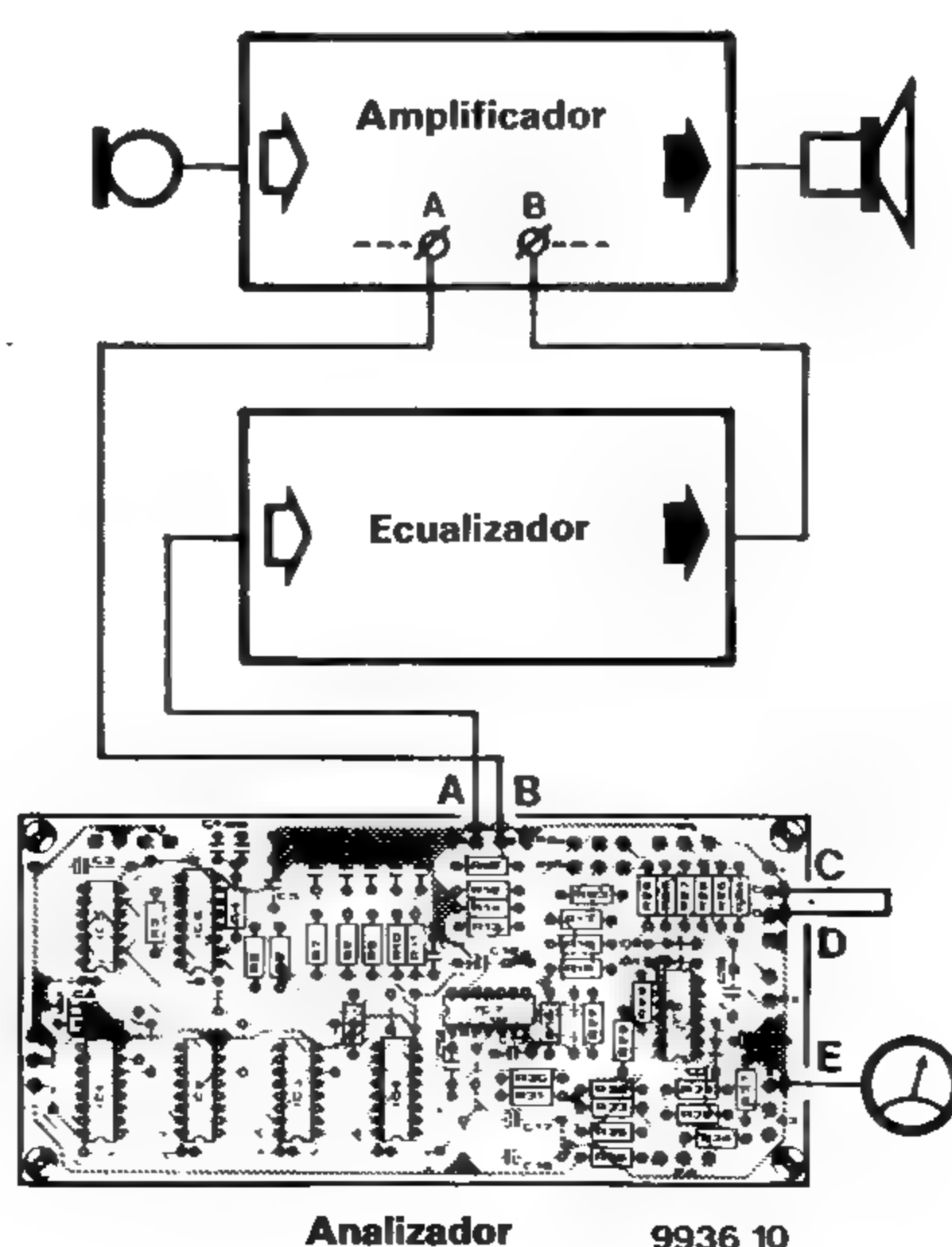


Figura 10. Una vez que se ha ajustado el ecualizador para obtener una respuesta «plana», se conectan el amplificador y ecualizador como indica la figura.

zador paramétrico, se ajustará a la máxima atenuación, escogiendo una frecuencia de corte en la cual el aparato de medida indique una disminución de señal de 0,7 veces.

9.º Se repite exactamente el ajuste del punto 9 para el control de agudos. Si lo deseamos, podemos medir la respuesta en frecuencia total del sistema (aunque no es necesario); en cualquier caso la respuesta deberá parecerse a la curva de la figura 11c.

10.º A continuación se ajusta el filtro del analizador a una frecuencia un poco inferior a la frecuencia de corte en bajos (graves) del circuito de tonalidad Baxandall. La ganancia del control de graves se regulará hasta alcanzar el valor teórico de la curva de respuesta. La misma operación se hará con el control de agudos.

11.º Se sintoniza el filtro del analizador a la frecuencia del primer valle (o cresta) y se juega con el potenciómetro que regula el factor Q del ecualizador, hasta alcanzar el valor de la curva teórica. Igualmente se hace con los demás filtros del ecualizador (paramétrico).

12.º Teóricamente el ecualizador se encuentra correctamente ajustado, y su curva de respuesta se debe parecer a la curva 11e, es decir, será lineal en toda la gama de medida del analizador.

Desgraciadamente este ajuste ideal no se consigue más que en algunas ocasiones excepcionales. Generalmente, el procedimiento de ajuste indicado en el apartado 4 se ha-

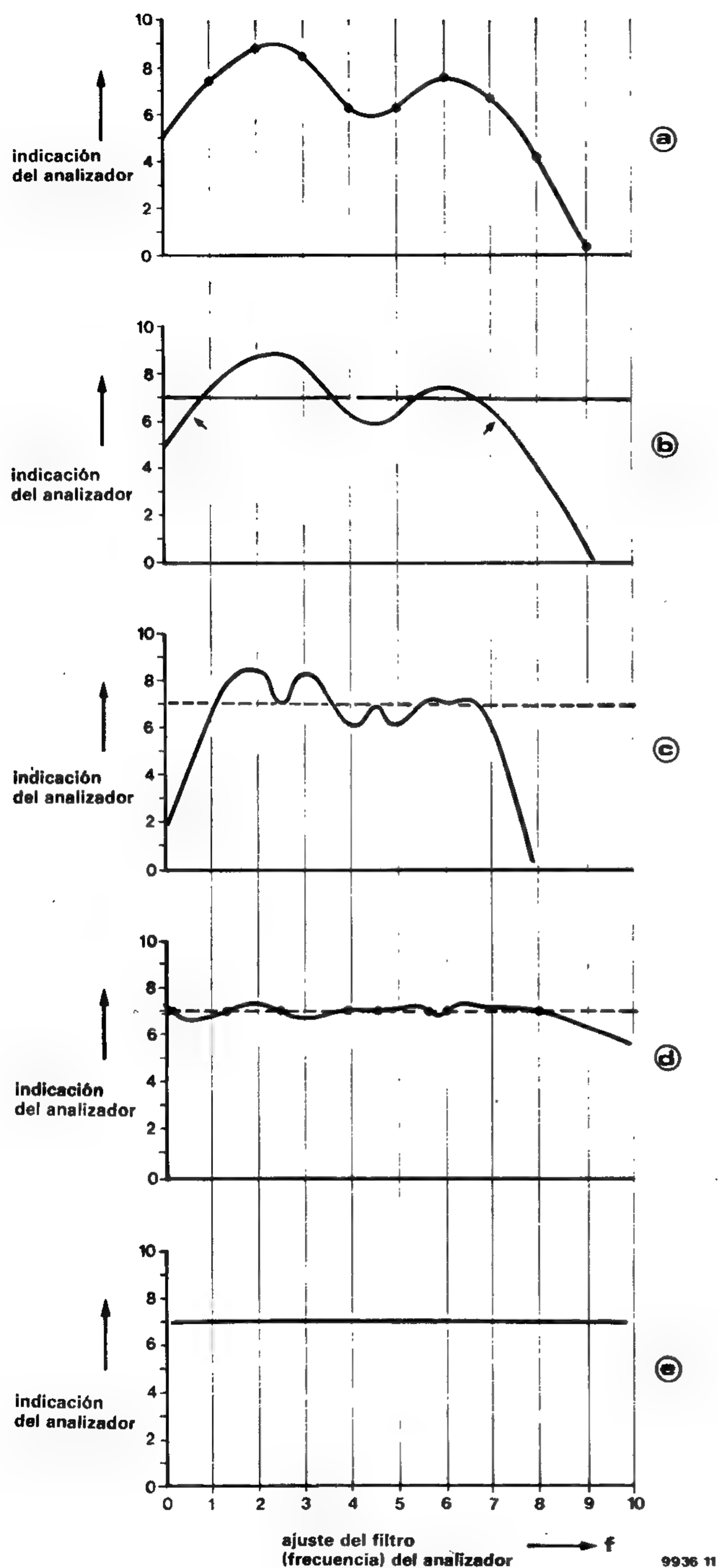


Figura 11. Diferentes etapas en la medida/corrección de la respuesta en frecuencia de un sistema de megafonía. En la figura a se muestra la característica inicial. En la figura b la línea horizontal representa la respuesta ideal a la que debemos aproximar la del sistema. Después de la primera corrección la respuesta presenta la forma de la figura c, mientras que en la figura d se muestra la corrección completa. Las pequeñas imperfecciones que aún quedan pueden corregirse mediante una cuidadosa sintonización, como se muestra en el apartado e.

ce de una forma algo diferente; para explicar esta discrepancia entre la teoría y la práctica nos fijaremos en la curva de la figura 11c, que representa la respuesta probable obtenida hasta este momento. En esta curva podemos observar las siguientes imperfecciones:

- La frecuencia de corte del control de graves se ha ajustado a un valor demasiado bajo, con lo cual la curva de respuesta sube demasiado abruptamente en este punto. El remedio es incrementar la frecuencia de corte y reducir la ganancia.
- La frecuencia del primer filtro pasabanda del ecualizador es demasiado elevada. Esto trae como consecuencia una atenuación excesiva del filtro sobre una gama de frecuencia considerablemente amplia.
- El segundo filtro pasabanda está correctamente ajustado, sin embargo, la frecuencia central del tercer filtro es demasiado baja. En este caso la atenuación es superior al valor previsto y la banda es demasiado estrecha.
- La frecuencia de corte del control de agudos es demasiado baja, lo que produce una caída en la curva a altas frecuencias; una vez más habrá que introducir una corrección.

13.º Con un ecualizador gráfico de octava o de tercio de octava el procedimiento de ajuste es considerablemente más simple, en realidad ésta es una de las principales ventajas de este tipo de ecualizadores. Se emplea como analizador un filtro de frecuencia (f_0) central conmutable en pasos. El procedimiento de ajuste consiste simplemente en sintonizar el analizador a la frecuencia sobre la que se va a actuar y seguidamente variar la ganancia del filtro (del ecualizador) hasta que la lectura del analizador coincida con el valor de la curva ideal. Como se esperaba, la curva de respuesta no es una línea recta, presentando unas ligeras ondulaciones que son inevitables cuando se emplean ecualizadores gráficos. Este hecho tiene una importancia relativa en este tipo de aplicaciones.

14.º Independientemente del tipo de ecualizador utilizado se verificarán los ajustes realizados en la siguiente forma: en primer lugar, se ha de conectar el sistema en condiciones de funcionamiento reales; es decir, el ecualizador se conecta en el punto A de la figura 9 en el lugar que ocupaba el generador de ruido rosa, y provisionalmente se deja conectado el filtro de medida en este punto A (ver figura 13). A continuación se aumenta el volumen del amplificador hasta que aparece el efecto Larsen. Utilizando el analizador es fácil conocer la frecuencia en la que se produce la oscilación. Una vez encontrada dicha frecuencia se reduce ligeramente la ganancia del filtro correspondiente. Si el ecualizador se ha ajustado correctamente, no deberán aparecer más oscilaciones en esta gama de frecuencias; si no fuera así, se repetirá el ajuste nuevamente punto por punto.

15.º Si se emplea más de un micrófono en el sistema de sonorización, el procedimiento de ajuste anterior se realizará únicamente con el micrófono principal. La respuesta obtenida con cada uno de los demás micrófonos se mide separadamente tal como se indica en el punto 4. Si la curva de respuesta para las diferentes entradas es suficientemente lineal, podemos afirmar que el siste-

ma está en condiciones de funcionar como se esperaba. Por el contrario, si alguno de los micrófonos presentara una respuesta irregular, por ejemplo por ser de diferente modelo, se ha de considerar su sustitución. Si las discrepancias en la respuesta son de poca importancia se puede aplicar una corrección sencilla para cada micrófono (un filtro del ecualizador para cada micrófono). En este caso conviene saber que un valle en la característica de los micrófonos tiene una incidencia mucho menor que una cresta.

Finalmente, también se puede llegar a una solución de compromiso: conectar todos los micrófonos simultáneamente y ajustar el ecualizador para la respuesta óptima del conjunto.

Como se especificó en un principio, la señal de entrada que se ha empleado en todas las medidas fue el generador de ruido rosa. Las razones para ello fueron muy justificadas, ya que si en lugar de éste se hubiera empleado un generador senoidal, la respuesta obtenida sería la que se muestra en la figura 14, que como puede verse es bastante diferente a la figura 5a. En el caso de la figura 14, la respuesta se caracteriza por una sucesión continua de valles y crestas, separados tan sólo por algunos hercios, y con una variación de amplitud de hasta 20 y 30 db. Estas irregularidades tan abruptas no pueden ser corregidas, puesto que son particularidades del método utilizado. Si se intenta ecualizar la respuesta obtenida con un generador senoidal lo importante será alinear las crestas de los picos, ya que son los picos de señal los que pueden dar lugar al efecto Larsen; los valores medios y mínimos tienen mucha menos importancia. Aunque las mediciones efectuadas con un generador senoidal proporcionan medidas más exactas, también es cierto que requieren más tiempo.

Por otra parte, cuando se desea una respuesta gráfica, debe tenerse presente que la línea que une todos los «máximos» (puntos de mayor amplitud en las crestas) es la que

12

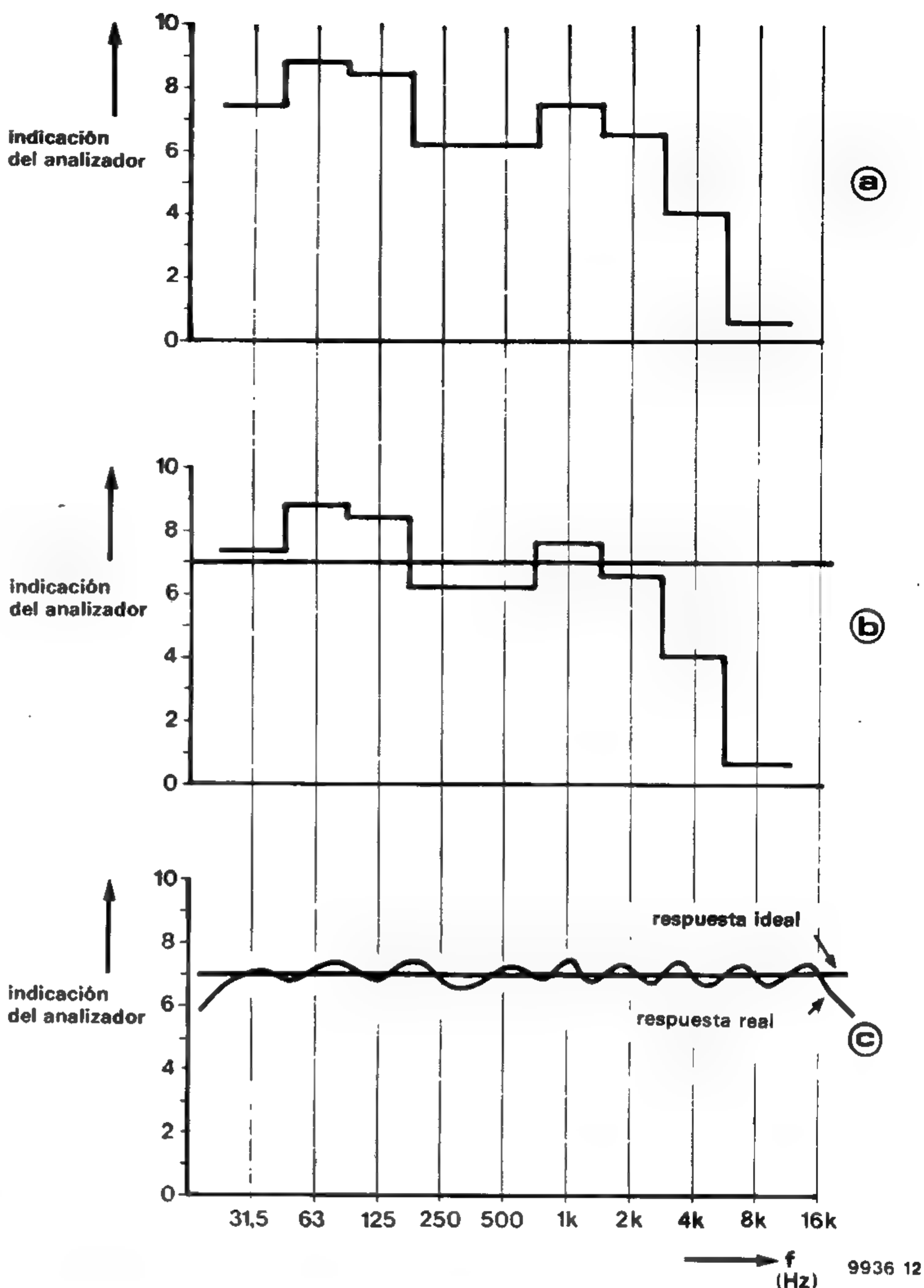


Figura 12. Con ecualizadores de octava ó tercio de octava el ajuste se puede realizar por pasos (de octava o tercio de octava). Correcciones de mayor precisión no son justificables ni útiles. El analizador muestra la curva característica del sistema (a). En la figura b se indica la corrección ideal (línea recta). La respuesta obtenida al aplicar la corrección del ecualizador se presenta en el apartado c. Las «ondulaciones» que aún se aprecian en la curva de respuesta son inherentes al empleo del ecualizador gráfico y no pueden ser rectificadas, por otra parte, tienen un efecto poco (o nada) apreciable en la calidad del sonido final.

13

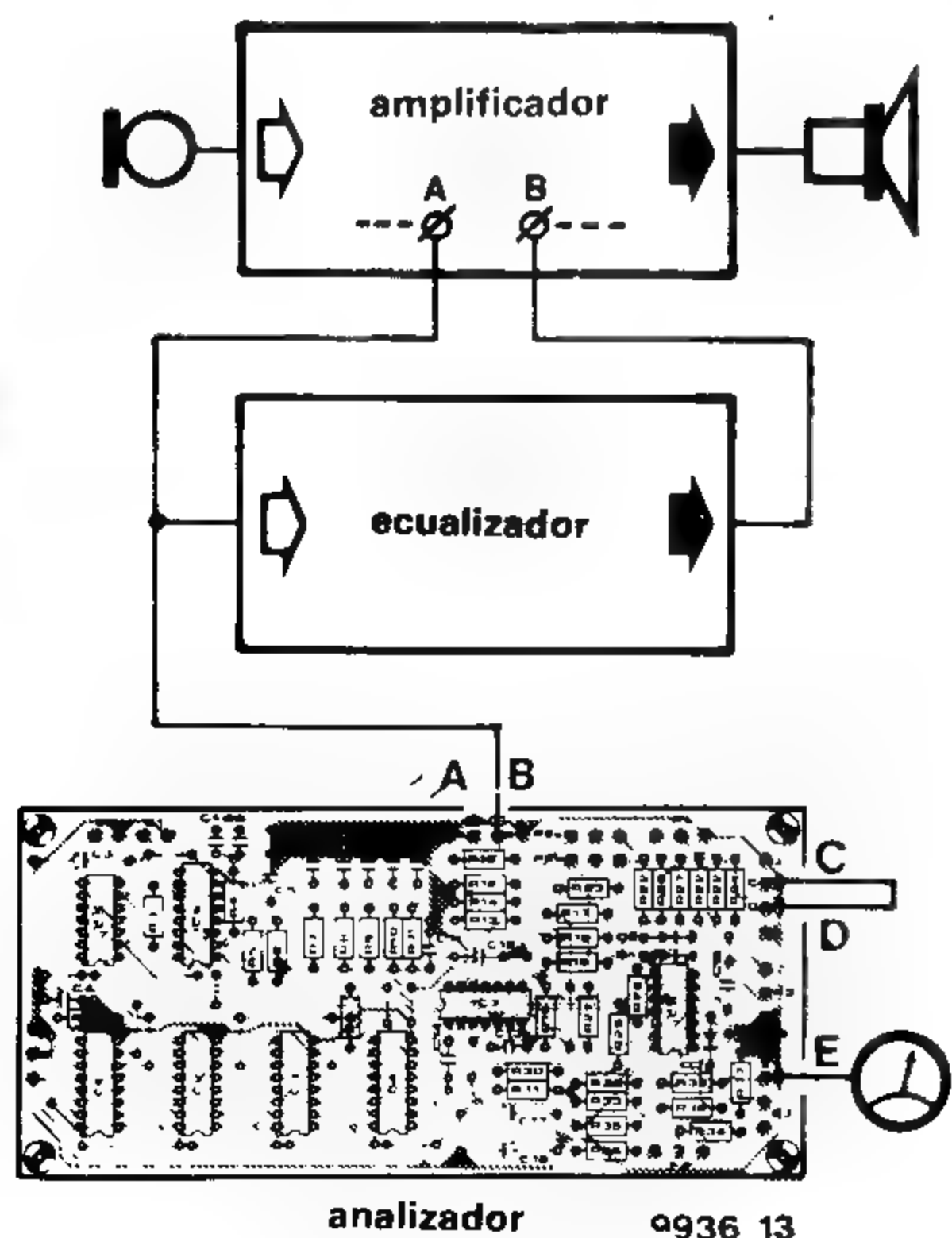


Figura 13. Mediante este montaje es posible comprobar las características y mejoras obtenidas después de aplicar el ecualizador a un sistema de megafonía.

verdaderamente representa la curva de respuesta en frecuencia.

Sonorización de la sala de estar

Para incorporar un ecualizador a una cadena estereofónica y al igual que en un sistema de sonorización (o megafonía), es preciso comenzar por determinar en que punto del sistema se ha de insertar. Algunos amplificadores llevan instalado de fábrica una salida de monitor, que como se ha dicho anteriormente puede servir perfectamente para este propósito.

En caso de no existir esta salida, la mejor solución consiste en adaptarla uno mismo, para lo cual nos ayudaremos de la figura 9. Como es lógico si la cadena es estereofónica (normalmente lo es) el ecualizador también deberá serlo. Los lectores que posean un equipo cuadrafónico no deben alarmar-

se, puesto que por lo general no es necesario conectar un ecualizador a los canales posteriores del sistema.

Una vez instalado el ecualizador en la cadena HI-FI, existen varios métodos para realizar los ajustes. El más sencillo es utilizar el analizador de audio (que se describe en este mismo número), junto con un micrófono de medida. Otra posibilidad es utilizar el analizador de audio y unos simples cascos (auriculares) de alta impedancia y aún sólo con los cascos se puede conseguir resultados aceptables. Cada uno de estos sistemas se describe a continuación con detalle.

Con analizador y micrófono de medida

Se entiende por micrófono de medida un captador de sonidos cuya respuesta en frecuencia es lo suficientemente lineal como

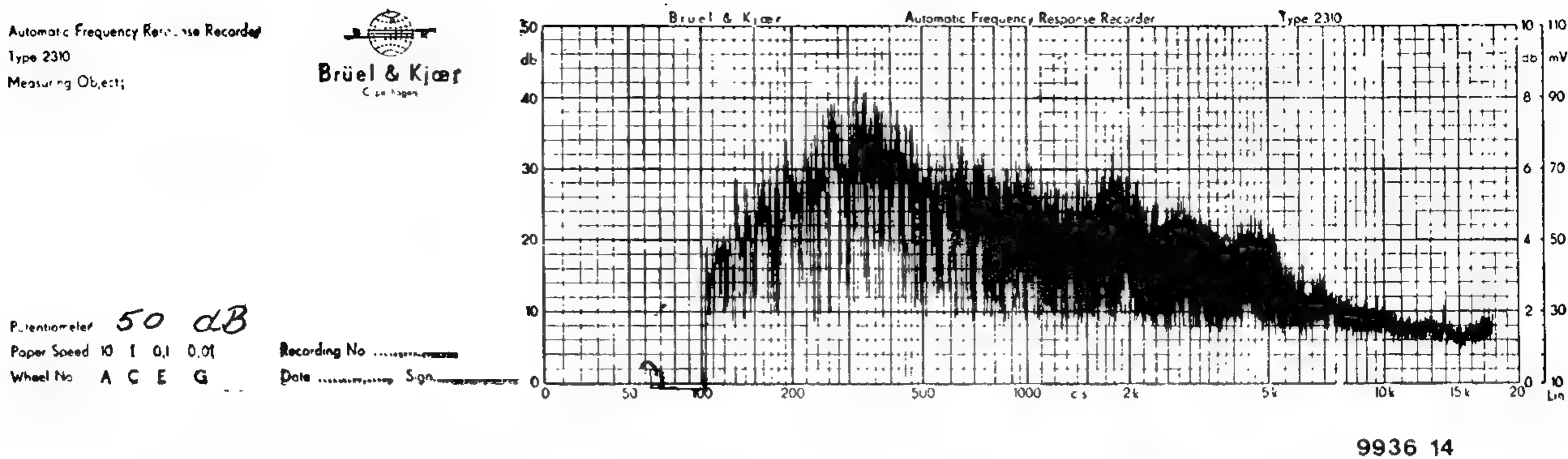


Figura 14. Las figuras precedentes nos han mostrado respuestas en frecuencia «ideales». Si se hace una medida ralentizada (15 a 20 minutos para la curva característica completa) con la ayuda de un generador sinusoidal la curva presenta notables diferencias respecto a la figura 5a. Como puede verse, consiste en una sucesión de valles y crestas con una separación de tan sólo algunos hercios con lo que difícilmente podrían ser corregidos. Cuando se utiliza un generador de ruido como fuente de señal se obtiene la respuesta «media», que desde luego es mucho más útil para realizar ajustes con ecualizadores.

para no introducir errores graves en la medida efectuada. La mayoría de los micrófonos que se emplean en las grabaciones con magnetófonos de bobinas cumplen estos requisitos (suficiente linealidad). La conexión del analizador y micrófono se muestra en la figura 15. El micrófono se colocará en la posición que más se aproxime a la ideal dentro de la habitación; como es lógico se habrán tomado las necesarias precauciones para eliminar las posibles perturbaciones sonoras (niños, coches, etcétera). Básicamente para este ajuste se empleará el mismo método que el de los sistemas de megafonía con la excepción de que, como ya se ha dicho, cualquier cresta o valle en la

zona de 300 Hz a 5 kHz no será tenida en cuenta. Hasta el momento se ha calibrado la escala del analizador lo que implica la imposibilidad de saber en que frecuencias se producen estos fenómenos. Felizmente, este problema tiene una solución algo más fácil de lo que un principio parece. Existen en el comercio unos discos especiales de prueba que contienen grabaciones de ruido rosa y señales sinusoidales de frecuencia conocida (incluso bandas de frecuencias). Dichas frecuencias están referidas a la escala de un piano. Por ejemplo, la nota Re1 (es decir, el Re inmediatamente inferior al Do de la octava media) se corresponde aproximadamente con una frecuencia de 300 Hz,

mientras que un Mi5 (cuatro octavas más arriba) es alrededor de 5 kHz. En la figura 3a se muestra la respuesta en frecuencia de un sistema que presenta un valle en las proximidades de la frecuencia de 1.600 Hz. Como se dijo en un principio, si la habitación es la responsable de este defecto, la rectificación no será posible, y por el contrario, si el problema es causado por la caja acústica, el ecualizador puede ser de gran ayuda. Para determinar el origen del problema, es decir, si el defecto está en la caja acústica o en la habitación, la solución es muy simple, basta con probar el baffle en diferentes habitaciones; si éste resulta ser el causante del problema, el efecto se observará en todos los ensayos. Un ecualizador estereofónico, como todos los lectores sabrán, se compone de dos ecualizadores mono que en teoría deberían ajustarse por separado, es decir, mientras se ajusta un canal se desconecta el otro. En la práctica, sin embargo, basta conectar uno de los canales del ecualizador a la señal de ruido, y girar el mando de balance hacia el canal en cuestión. Una ligera diafonía entre los dos canales no afectará sensiblemente el ajuste efectuado.

Con disco de prueba

No es difícil encontrar en el comercio discos de prueba con grabaciones de bandas de frecuencia a base de ruido rosa; un disco de este tipo puede sustituir al generador de ruido del analizador. El procedimiento de ajuste es algo más complicado, ya que es preciso buscar el corte adecuado del disco en cada momento; si bien esto no afecta la precisión de la medida realizada.

Con onda senoidal pura

Teóricamente también es posible utilizar un generador de onda senoidal pura; sin em-

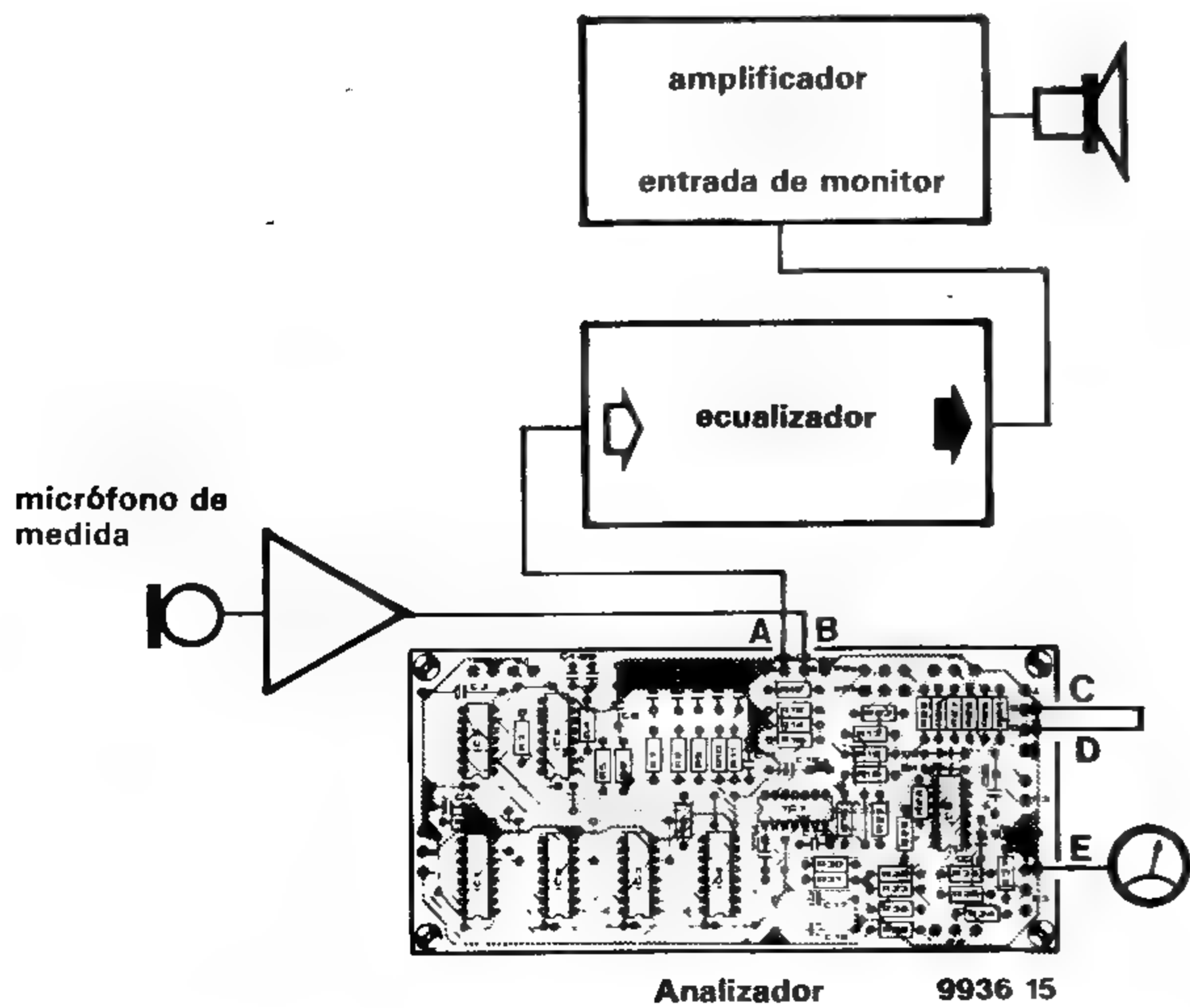


Figura 15. Dispositivo de medida para instalaciones HI-FI, para el caso de disponer de un micrófono de medida.

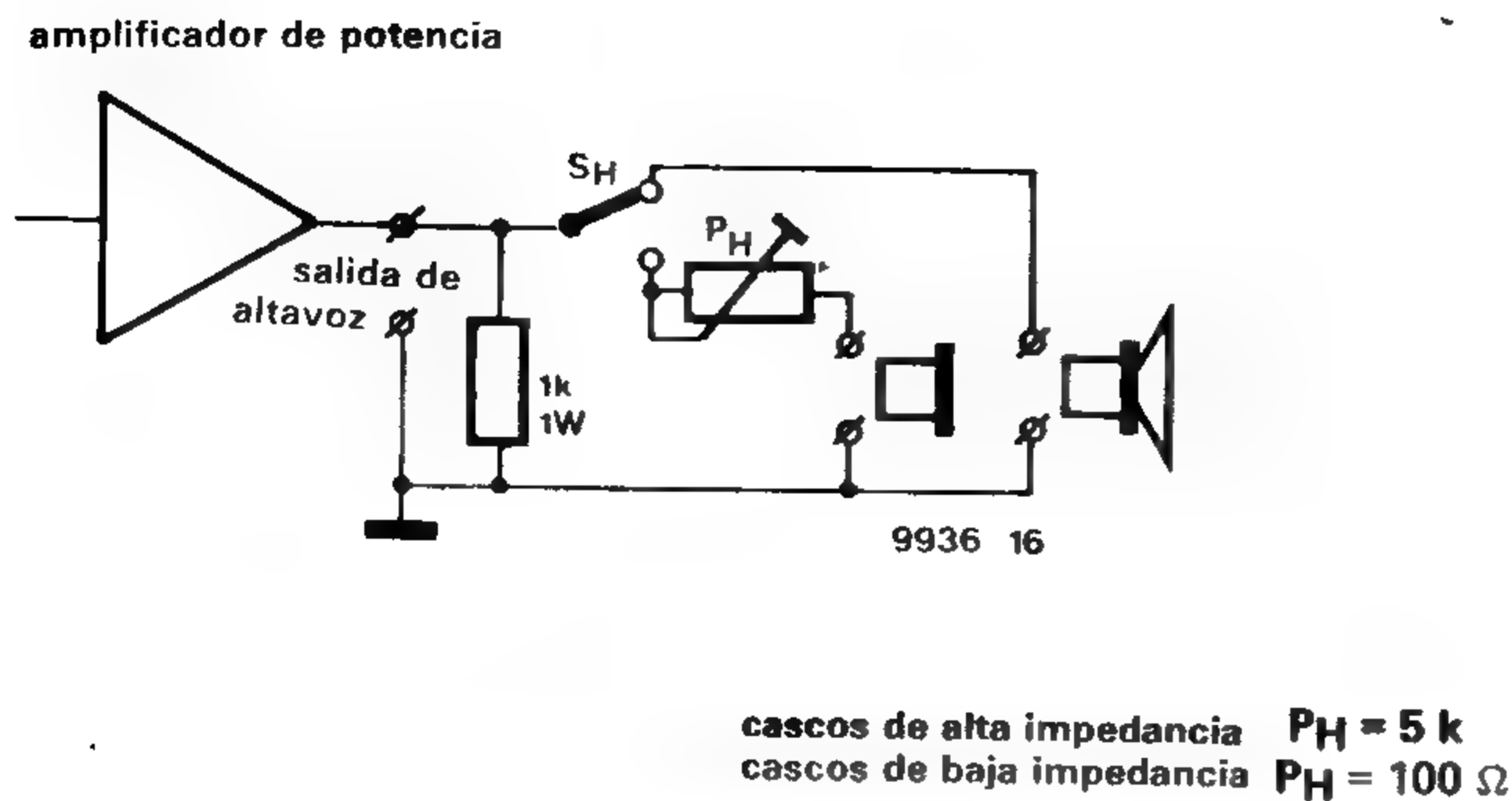


Figura 16. Para efectuar una medida de la curva de respuesta con cascos es necesario disponer de una conmutación entre el altavoz y los cascos, así como de un ajuste de volumen para poder ajustar la intensidad sonora al mismo nivel, y poder establecer una comparación.

bargo, como se dijo anteriormente, no es muy aconsejable, puesto que la respuesta del sistema es una rápida sucesión de variaciones en amplitud de la señal (figura 14). Cuando se emplea este sistema para hacer medidas, éstas se ven influidas por tales picos y crestas, por lo cual es preciso calcular la respuesta a la frecuencia «media». En este punto, un ajuste incorrecto del generador (o una ligera deriva) puede provocar diferencias de 5 ó 10 db, por lo que es preciso prestar máxima atención, o mejor, abstenerse de emplear este método.

Con casco estereofónico

Si el correcto ajuste del ecualizador no llegara a justificar la inversión que representa un micrófono de medida (y el consiguiente preamplificador), tenemos una segunda opción: el casco estereofónico, con el que además podremos obtener unos resultados parecidos. El procedimiento de ajuste se hace más sencillo si se dispone de cascos «abiertos», es decir, que no aislen completamente de los ruidos exteriores. En la figura 16 se muestra la conexión de los cascos al amplificador. Este tipo de conexión, permite hacer una conmutación entre los cascos y los altavoces. El potenciómetro P_H sirve para variar el volumen de la señal que llega a los cascos hasta conseguir que suene igual que la procedente de los altavoces. El hecho de conectar los cascos a la salida del amplificador no debe perturbar (distorsionar o atenuar) sensiblemente la señal reproducida por los altavoces. Como el conmutador y el mando de volumen han de ser manejados por el oyente, se deberá prever una longitud de cable suficiente para poder situarse en la posición adecuada de la sala. La conexión entre el amplificador, el ecualizador y el analizador se muestra en la figura 17. Una vez más es posible emplear un disco de pruebas, en lugar del generador de ruido rosa, si no se dispusiera de otra fuente de señal. En este caso no será necesario el aparato de medida del analizador (nos referimos al miliamperímetro) puesto que será el pro-

pio oído el que cumplirá esta función. Como es de esperar, para llevar a cabo esta prueba se requiere una cierta concentración (y sobre todo «tener oído») si es que pretendemos obtener unos resultados aceptables. Veamos ahora los puntos a seguir para efectuar este reglaje:

1.º Poner el filtro del analizador aproximadamente en la mitad de escala (del espectro de frecuencias) y con la ayuda del conmutador S_H (ver figura 17) en la posición «altavoz», aplicar la señal de ruido rosa. Es aconsejable que el volumen sea reducido, ya que es más cómodo para el oyente, y además evita cualquier daño en los altavoces en caso de producirse un pico excesivo de señal.

2.º Llevar la resistencia F_H a su valor máximo, poner el conmutador S_H en la posi-

ción «cascos» y ajustar finalmente P_H para que la señal emitida por los cascos tenga la misma intensidad sonora que la de los altavoces.

3.º La frecuencia del analizador se varía gradualmente por todo el espectro de audio observándose las diferencias de volumen entre los altavoces y los cascos (más fuertes que el altavoz, igual que el altavoz, y menor volumen que el altavoz). Al mismo tiempo se observarán en que puntos se producen los máximos y mínimos de volumen, que como ya habrá adivinado el lector, se trata de las crestas y los valles de la curva de respuesta de frecuencia. Un procedimiento gráfico adecuado para reflejar estos fenómenos puede ser el mostrado en la figura 18b. Con esta información se está en condiciones de ajustar el ecualizador siguiendo los criterios dados en el punto 1.

Como se dijo en un principio la banda de frecuencias «medias» debe permanecer intacta.

Finalmente los ajustes restantes se pueden resumir de la siguiente forma:

4.º Se ponen todos los filtros del ecualizador al máximo Q. Se localiza la primera cresta con ayuda del analizador (variando como siempre el filtro de éste); se ajusta entonces el primer filtro pasabanda del ecualizador a la atenuación máxima y se ajusta su frecuencia central para que coincida con el centro de la cresta. A continuación se ajusta el grado de atenuación adecuado para que el altavoz y los cascos se escuchen a igual volumen. Con los demás filtros se procederá de igual manera (excluyendo los anteriormente citados).

5.º Con la ayuda de los cascos rastrear la frecuencia del extremo inferior de la banda en la que los altavoces comienzan a atenuar netamente la señal (los altavoces suenan menos que los cascos) —punto 1 de la figura 18—; ajustar el corrector de graves del ecualizador a la frecuencia mínima y a la atenuación máxima. Incrementar la frecuencia de corte gradualmente hasta que

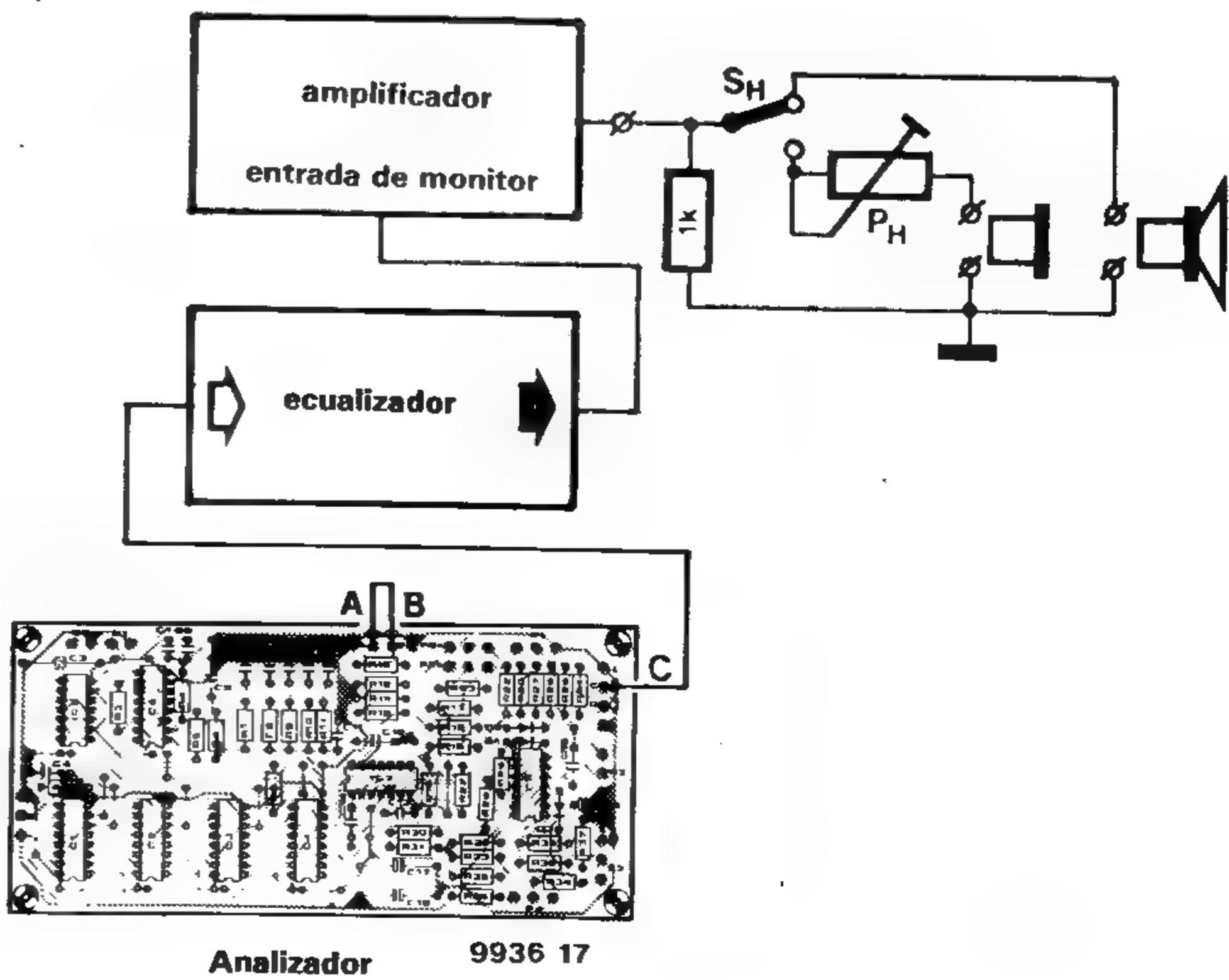


Figura 17. Conexión entre el amplificador, analizador y ecualizador cuando se utilizan cascos para determinar la respuesta del sistema.

18

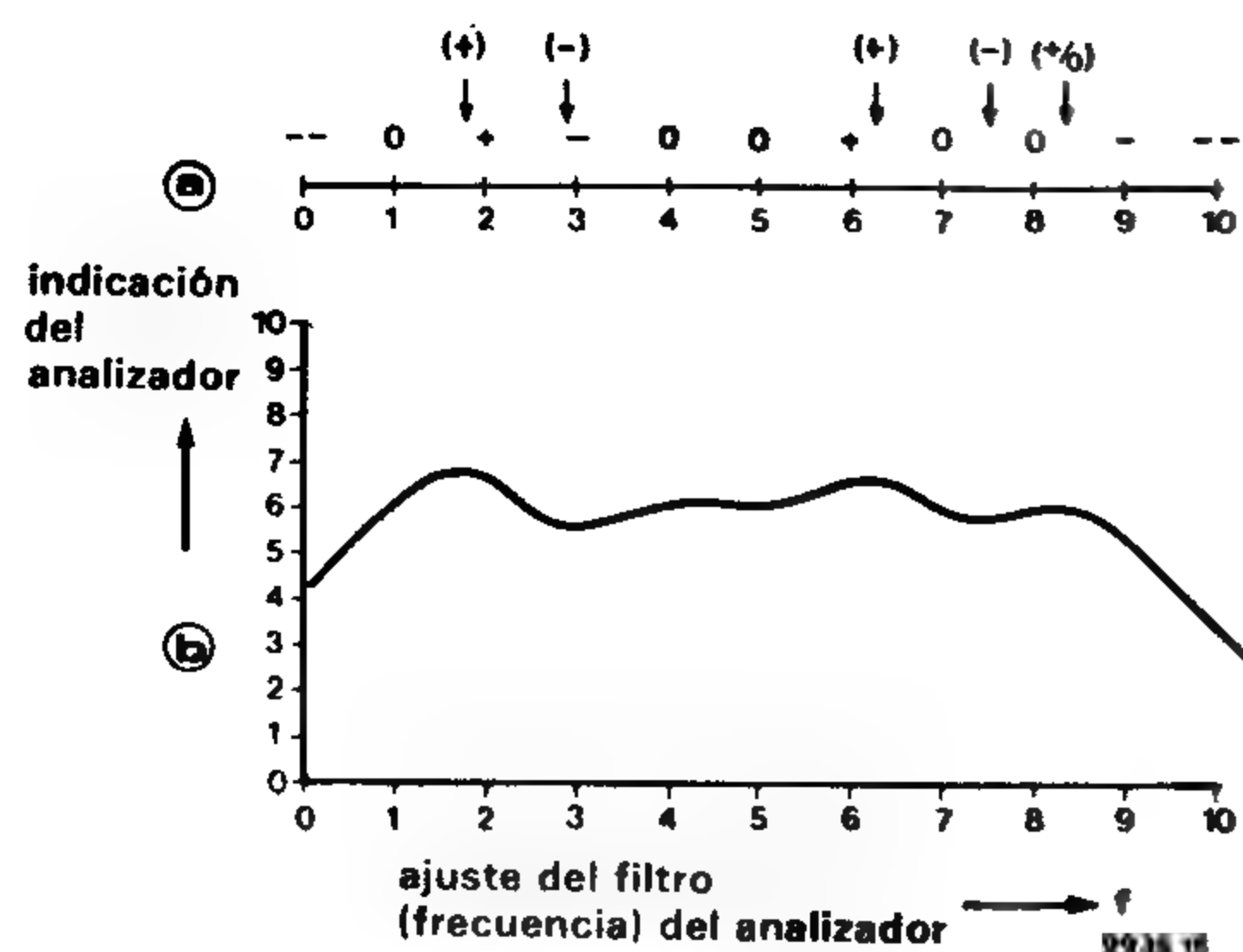


Figura 18. Cuando se construye la curva de respuesta utilizando como indicador el oído humano (mediante los cascos) resulta imposible dar un valor exacto de la amplitud de los valles y crestas. Los resultados de las comparaciones auditivas se anotarán siguiendo los ejemplos de la figura 18a: Se emplean los signos ++ para indicar que el altavoz suministra una intensidad sonora mucho más elevada, 0 para la misma intensidad sonora, etcétera. Para indicar si se trata de un valle o una cresta se utilizan flechas que indican el sentido correspondiente. La característica obtenida mediante este procedimiento se puede identificar con la figura 18b.

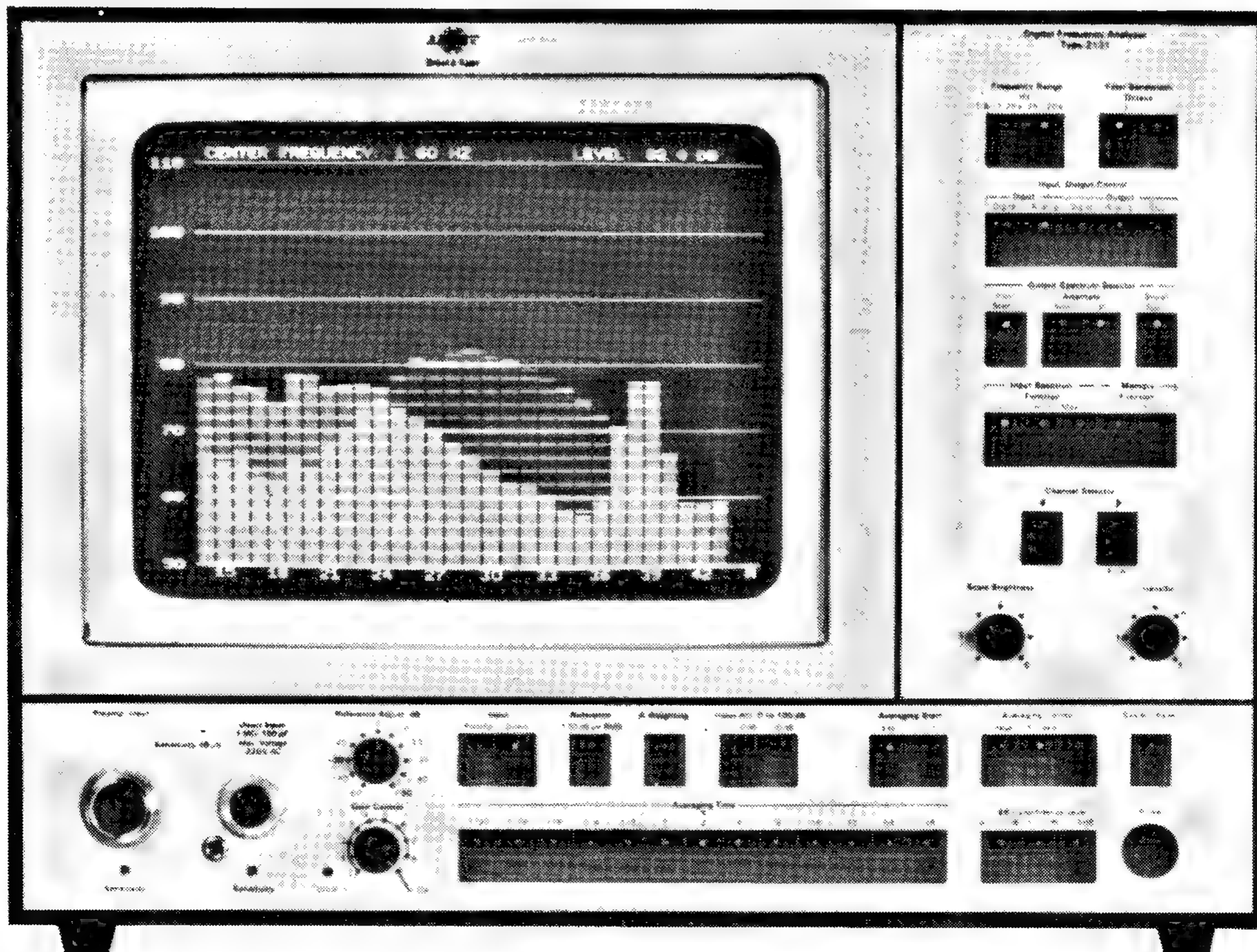
los sonidos emitidos por el altavoz sean casi inaudibles. Repetir el procedimiento anterior para los controles de agudos del ecualizador (en la figura 18 el punto de referencia se encuentra cerca del punto 9).

6.º Ajustar el filtro del analizador a la frecuencia más baja y aumentar la ganancia de los graves hasta que el altavoz y los cascos tengan la misma intensidad sonora.

7.º Sobre la primera cresta inicial se encuentran ahora dos nuevas crestas. Ajustar el filtro del analizador hasta que coincida con una de estas nuevas crestas y disminuir el Q del primer filtro pasabanda hasta hacer desaparecer la cresta. Si fuera necesario, se repetirá este ajuste con los demás filtros del ecualizador.

8.º Comprobar los ajustes realizados hasta ahora, recorriendo todo el espectro de audio. Frecuentemente es necesario efectuar ligeras correcciones. Una vez hecho esto, el sistema está en condiciones de funcionamiento, listo para hacer la prueba crucial; introducir una señal musical, y ver si efectivamente ha mejorado su calidad. ■

2



Fotografía 2. En la fotografía se muestra el analizador de sonido de la firma Brüel Kjaer, modelo 2131 digital, que divide la banda de audio en octavas o tercios de octava visualizando el nivel de la señal correspondiente en una pantalla (CRT).

El artículo «utilización de los ecualizadores» que se publica en este mismo número hace una detallada discusión de los problemas que se producen cuando existen irregularidades de respuesta de frecuencia (ya sea por el sistema reproductor o por el recinto de audición) y de como servirse de un ecualizador para corregir estos problemas; por lo que en el presente artículo sólo se tratarán por encima alguno de los aspectos sobre este tema. Pero antes de pasar a hablar sobre los ecualizadores paramétricos, quizás fuera buena idea explicar sus ventajas respecto a los ecualizadores gráficos.

Un ecualizador gráfico, se compone de un cierto número de filtros selectivos cuyas frecuencias centrales están distribuidas según una escala logarítmica, normalmente a intervalos de una octava. Las unidades de

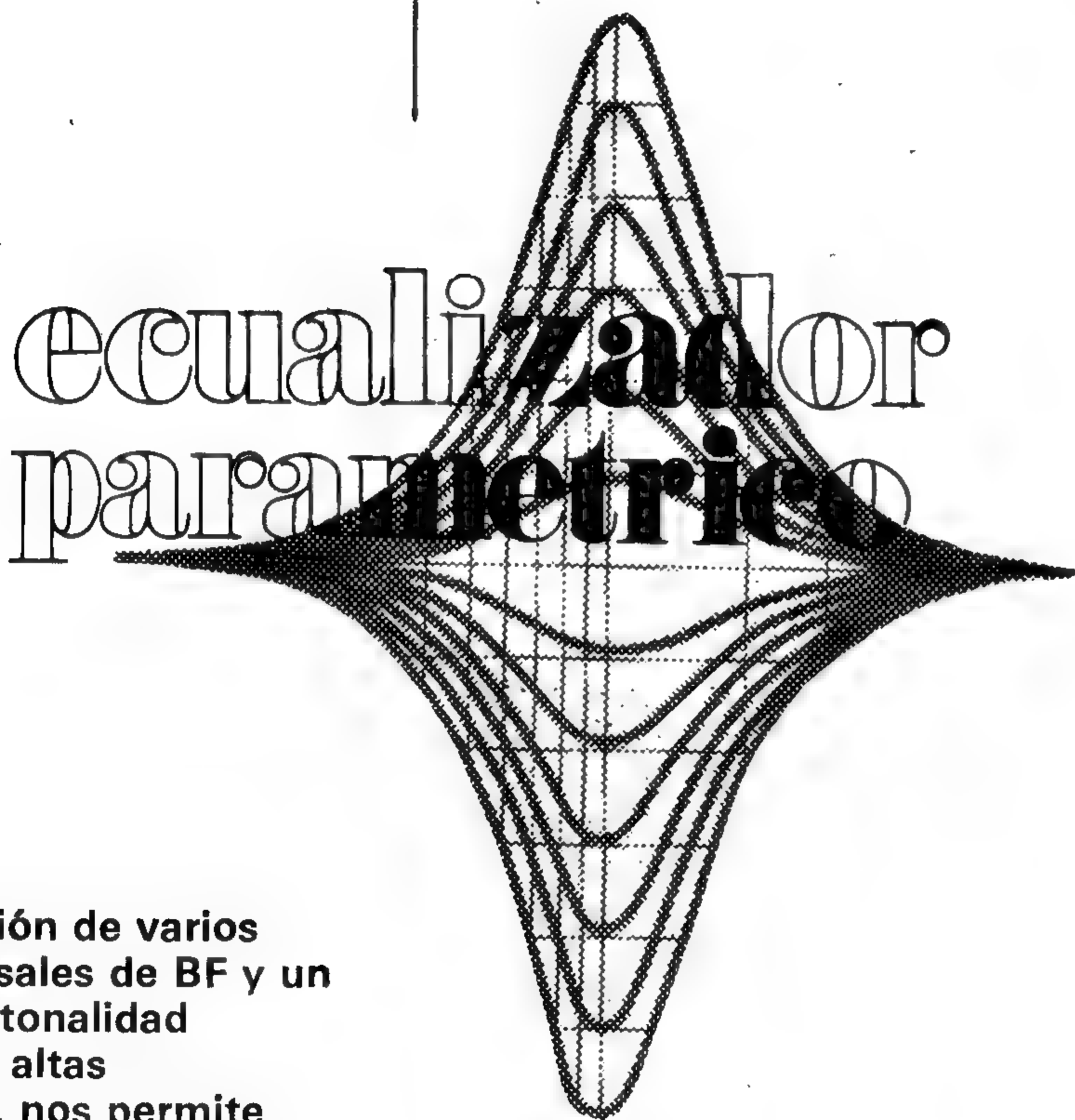
cuencia). En el diagrama de bloques de la figura 1 se muestra el ecualizador paramétrico de ELEKTOR, que básicamente consiste en tres filtros paramétricos, (filtros pasabanda) en los que la ganancia, la frecuencia central y el factor Q son ajustables. Las deficiencias en los extremos de la banda de audio son corregidas por un control de tonalidad de tipo Baxandall que proporciona el ajuste de graves y agudos. Estos controles trabajan de forma parecida a los filtros paramétricos, pero en lugar de filtros pasabanda utiliza filtros paso-bajo y paso-alto. En la figura 2 se muestra la variación de los parámetros de un filtro de este tipo. En la figura 2a se puede apreciar la modificación de la curva de respuesta al variar la ganancia. En la figura 2b la variación de la anchura de banda y en la 2c se ve el ajuste de la frecuencia central. En la figura 3 se indica la variación posible con los controles paramétricos de tono. Los efectos de la amplificación o atenuación en los extremos de la banda se pueden apreciar en la figura 3a mientras que en la 3b puede observarse el margen en el que pueden moverse las frecuencias de corte de los controles de graves y agudos.

¿Ecualizador paramétrico o ecualizador gráfico?

Una vez vistos los principales aspectos de los ecualizadores paramétricos abordemos la cuestión fundamental, ¿paramétrico, sí o no? Sería totalmente injusto descalificar sistemáticamente los ecualizadores de tipo gráfico (o estandar). Aunque el único parámetro variable en estos aparatos sea la ganancia de los filtros, tienen la ventaja de su simplicidad y bajo costo, además, los medios puestos en juego para su ajuste son relativamente sencillos.

Un ecualizador de octava se compone al menos de ocho filtros, mientras que uno de tercio de octava llega a agrupar hasta 30 unidades de filtrado para cubrir completamente el espectro de audio. Sin embargo, cuando la curva de respuesta en frecuencia presenta muchas irregularidades, aún con treinta filtros, resulta difícil conseguir una corrección tan perfecta como la que ofrecen los filtros paramétricos (aunque sólo sean tres).

Para comprender mejor el porqué de esta afirmación, es preciso recurrir al gráfico de la figura 4a, en el que se muestra la respuesta en frecuencia de una instalación HI-FI típica, medida con un analizador de audio. En ella se pueden apreciar una serie de irregularidades bastante pronunciadas, que en algunos casos alcanzan los 20 dB. Afortunadamente estas irregularidades pasan desapercibidas por el oído humano ya que los valles y crestas tan sólo están separados por algunos hercios, por lo que todo intento de ecualización está condenado al fracaso (y aún si se pudiera, el oyente no percibiría ninguna diferencia). Por tanto, si ignoramos este tipo de irregularidades y tomamos como curva de respuesta la línea resultante de unir todas las crestas, se obtiene la curva de la figura 4b. De cualquier forma, todavía se aprecian gran cantidad de pequeñas crestas y valles que siguen siendo imperceptibles a nuestros oídos, ya que la práctica demuestra la necesidad de una mayor separación entre crestas y valles para que el efecto llegue a ser molesto.



La combinación de varios filtros universales de BF y un corrector de tonalidad Baxandall de altas prestaciones, nos permite obtener el ecualizador casi ideal, que por supuesto aventaja a los comunes ecualizadores gráficos. Verdaderamente sus características son tan excepcionales que hasta los aficionados a la HI-FI más escépticos respecto a estos aparatos, se verán en la necesidad de revisar sus opiniones. La capacidad de los ecualizadores paramétricos permite hacer modificaciones en la curva de respuesta de un sistema, sólo comparables con la que se obtienen en estudios de grabación.

mayor precio dividen el espectro de audio en tercios de octava. Cada uno de estos filtros está equipado de un control de ganancia con el que se puede aplicar una atenuación o amplificación a la banda de frecuencias sobre las que actúa. El calificativo de «gráfico» se debe al hecho de utilizar generalmente potenciómetros lineales que indican la atenuación (o amplificación) en dB según la posición que ocupen en la escala, es decir, «gráficamente»; por lo que la línea imaginaria que une los cursores de estos potenciómetros puede tomarse como la curva de respuesta en frecuencia del sistema. Por otra parte, el término «gráfico» también se emplea para distinguirlo de los ecualizadores paramétricos.

Las únicas variables en los ecualizadores gráficos, son las ganancias de cada filtro, ya que la frecuencia central (f_0) y el factor Q (que determina la amplitud de la banda de trabajo) permanecen constantes. Un ecualizador paramétrico no precisa de tantos filtros como los gráficos, puesto que en los primeros todos sus parámetros son variables (ganancia, anchura de banda y fre-

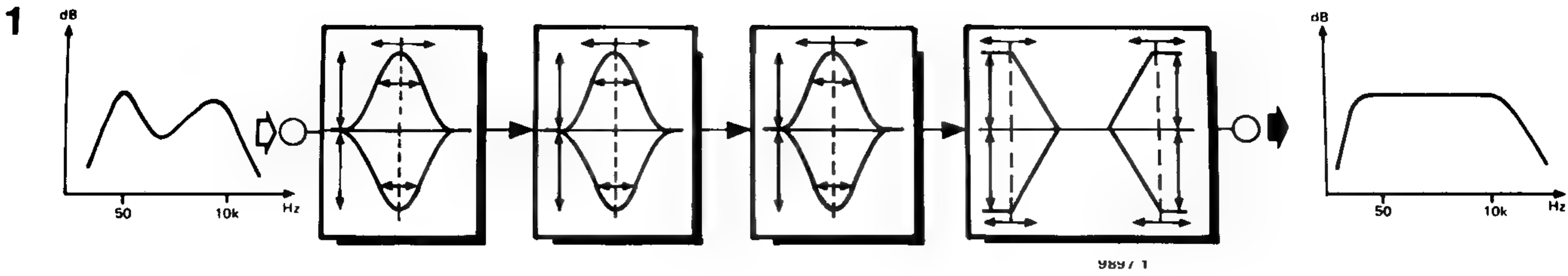
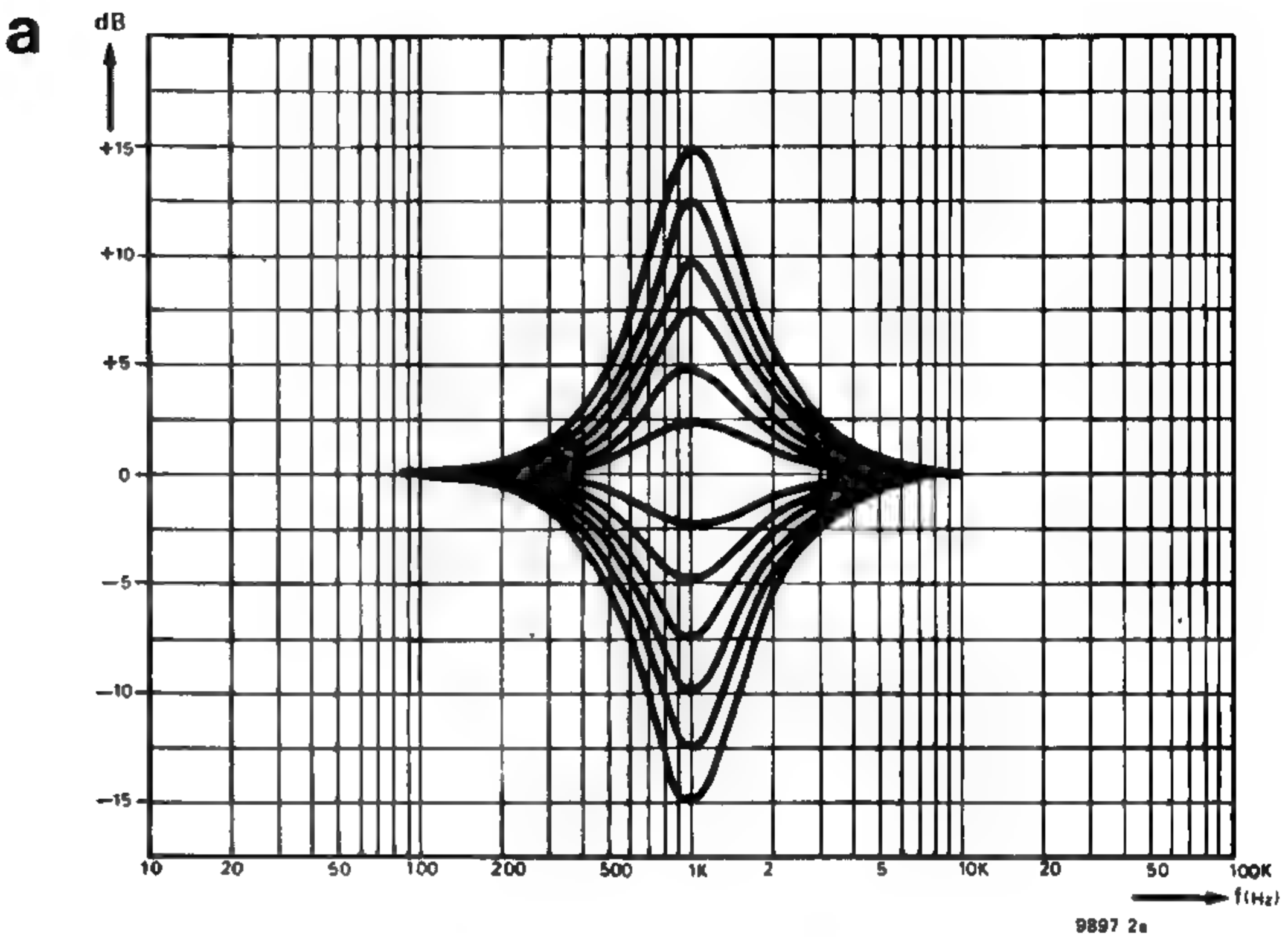
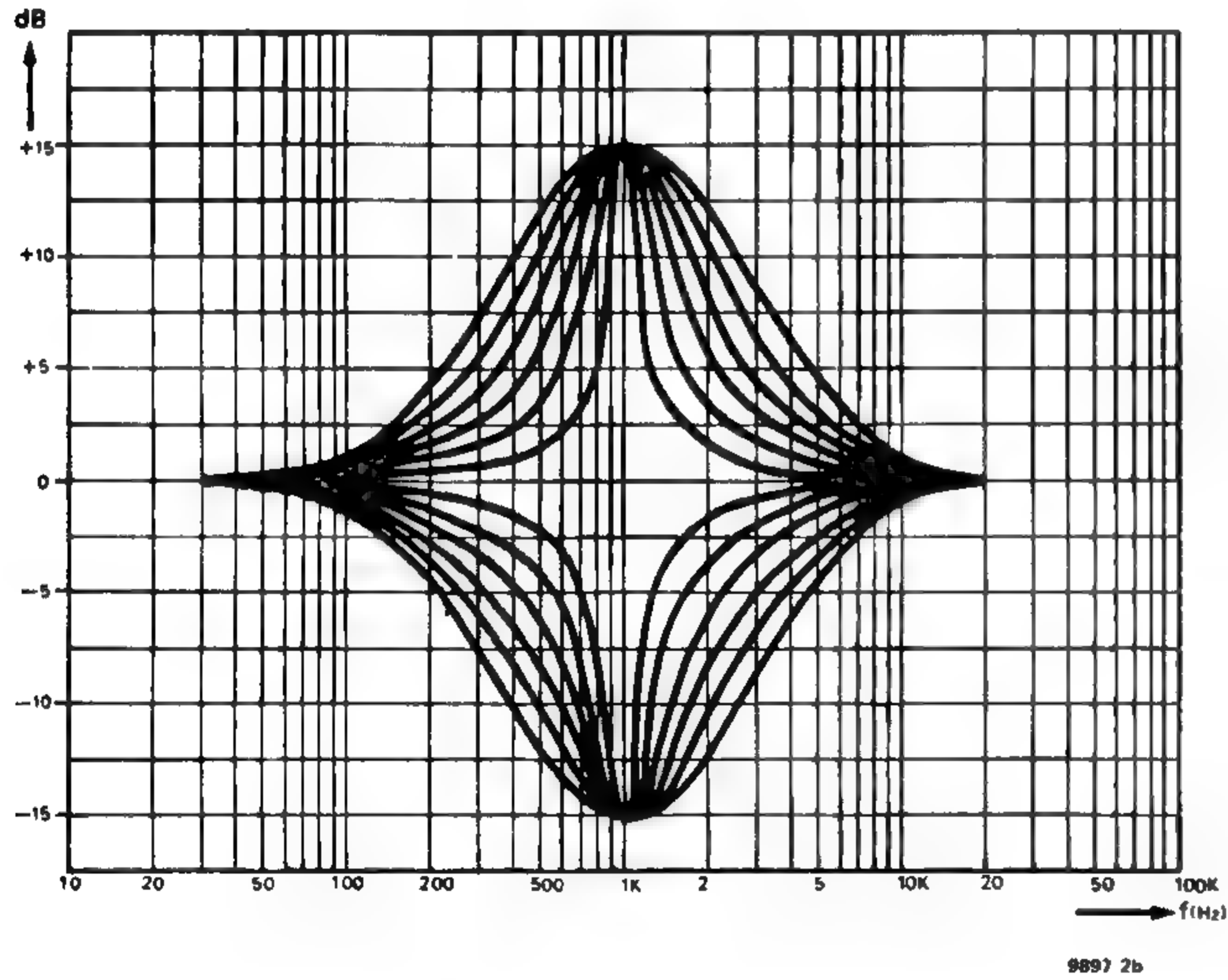


Figura 1. Esquema sinóptico del ecualizador paramétrico. El sistema se compone de tres filtros cuya ganancia, frecuencia central y factor Q son ajustables, así como de un corrector de tonalidad en el que la ganancia y la frecuencia de corte son también ajustables.

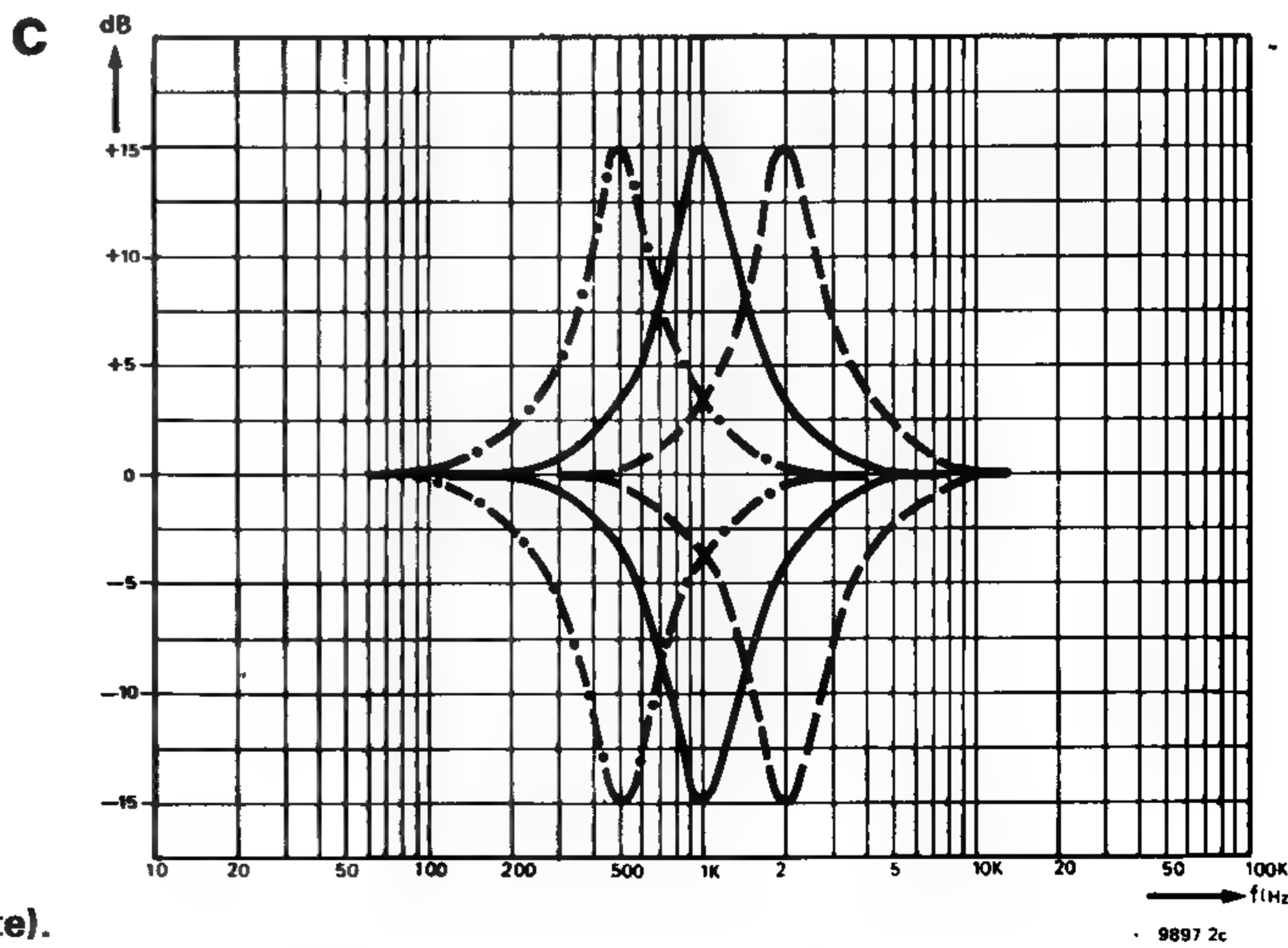
2

Figura 2. Estos gráficos ilustran las diversas posibilidades de ajuste de los filtros paramétricos:
a) Ganancia.



b

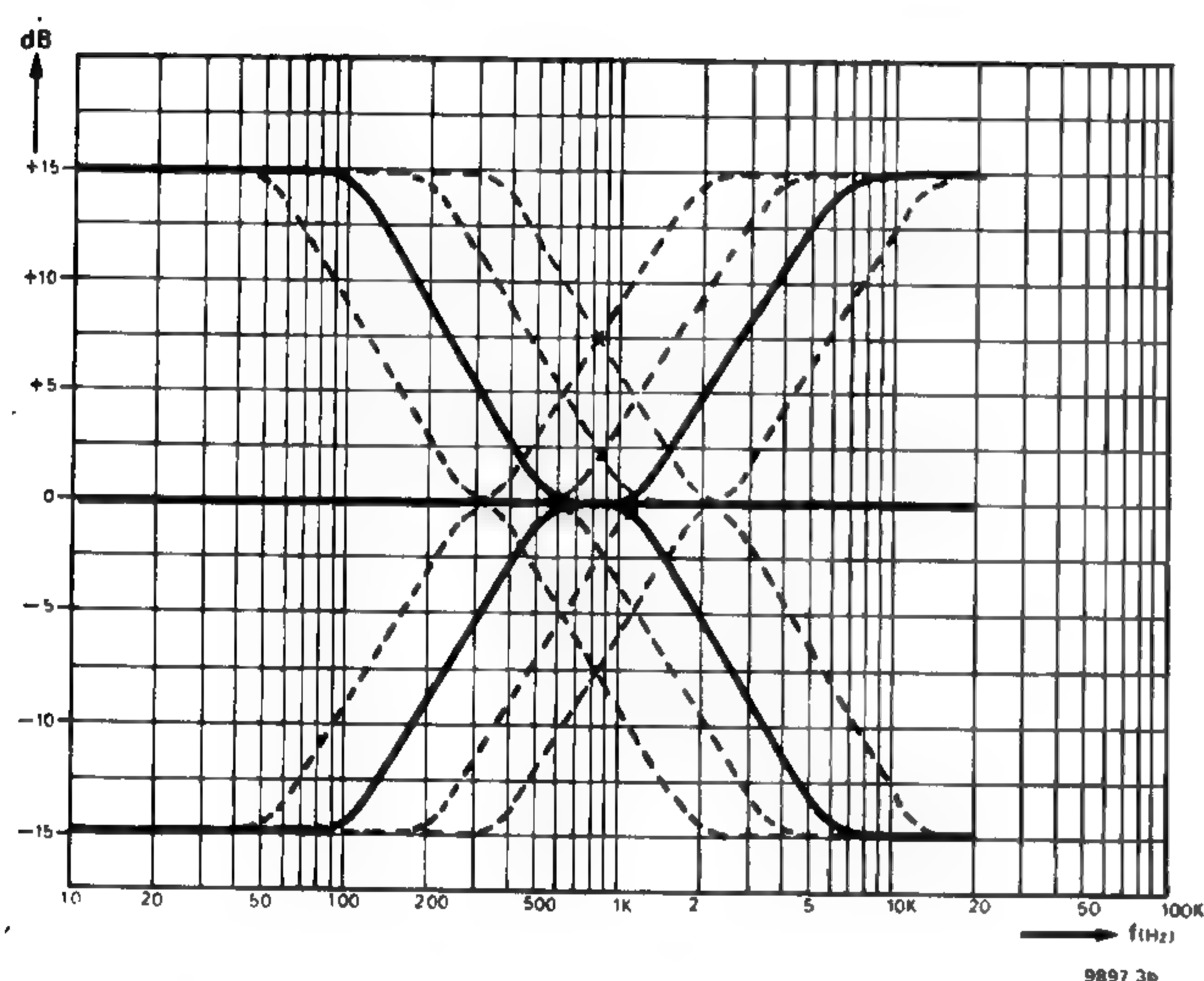
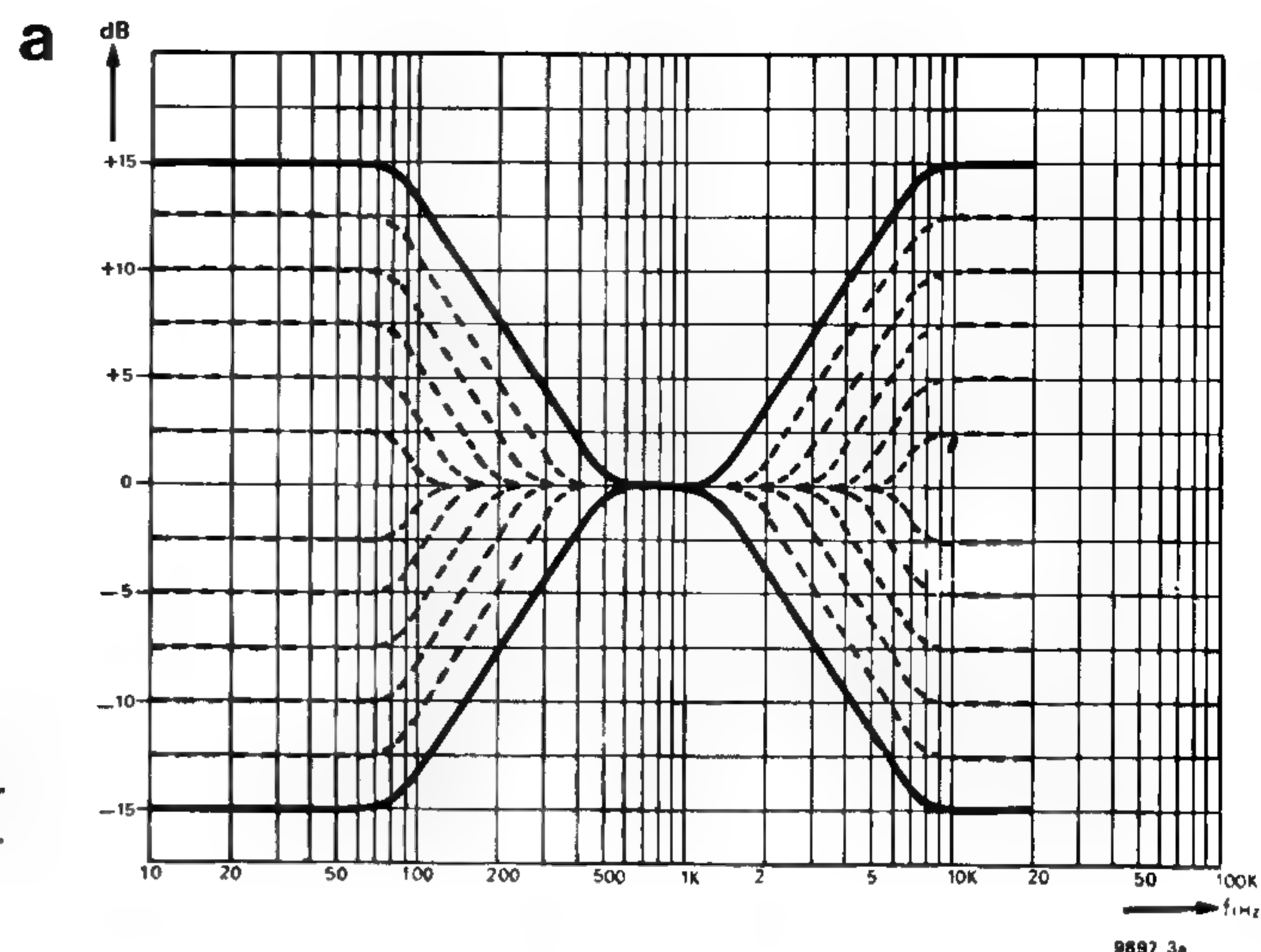
b) Anchura de banda (factor Q).



c) Frecuencia central (o de corte).

3

Figura 3. Gama de ajustes del corrector de tonalidad paramétrico de tipo Baxandall:
a) Ganancia.



b) Variación de la frecuencia de corte.

Sin hacer gala de un excesivo optimismo se puede estimar que las diferencias inferiores a 2 dB en relación a la línea ideal no justifican una corrección con la ayuda del ecualizador. Si en la figura 4b suprimimos las variaciones de hasta 2 dB, se obtiene un diagrama de trabajo como el mostrado en la figura 4c, en el que claramente se aprecian las zonas sobre las que se ha de actuar, es decir: las zonas de 100 Hz e inferiores y de 10 kHz a 20 kHz, así como una cresta a 700 Hz y un valle a 6 kHz.

Como dijimos en un principio, aunque se emplee un ecualizador gráfico de octava o de tercio de octava, la respuesta en frecuencia nunca llegará a ser la ideal, debido a que es el resultado de componer la respuesta de diferentes filtros en los que muy raramente coincide la pendiente de amplificación (o atenuación) con la de caída (o subida) de la curva de respuesta. En lo que concierne a las crestas y valles sería un hecho verdaderamente fortuito si alguno de estos puntos coincidiera con la frecuencia central (no ajustable) de un filtro del ecualizador, razón por la cual no se podrá evitar que la curva de respuesta final, presente un aspecto ligeramente ondulado. De estos hechos podemos deducir que la corrección de la respuesta en frecuencia con un ecualizador gráfico, en pocos casos alcanza el grado óptimo o ideal.

Por el contrario, un ecualizador paramétrico dotado de un control de tonalidad tam-

bién paramétrico (de tipo Baxandall), presenta, desde el punto de vista de la corrección de la respuesta en frecuencia, claras ventajas.

Las caídas que se observan en las frecuencias de 100 Hz y 10 kHz pueden compensarse casi exactamente con ayuda de los controles de tonalidad (cuya frecuencia de corte es ajustable). En 700 Hz se presenta una cresta que puede ser perfectamente eliminada sintonizando uno de los filtros paramétricos a esta misma frecuencia ($f_0 = 700$ Hz), adaptando la anchura de banda del filtro paramétrico (véase figura 2b) a la que presenta la irregularidad, y regulando la ganancia (en este caso atenuación) aproximadamente a 5 dB, en otras palabras, construir sobre este punto una curva de respuesta igual a la del sistema pero invertida. Con el valle situado en 6 kHz se hará una operación similar, pero en este caso se tomará un factor Q no demasiado fuerte, con lo que simultáneamente lograremos reducir la ligera pendiente que existe entre 1 kHz y 10 kHz.

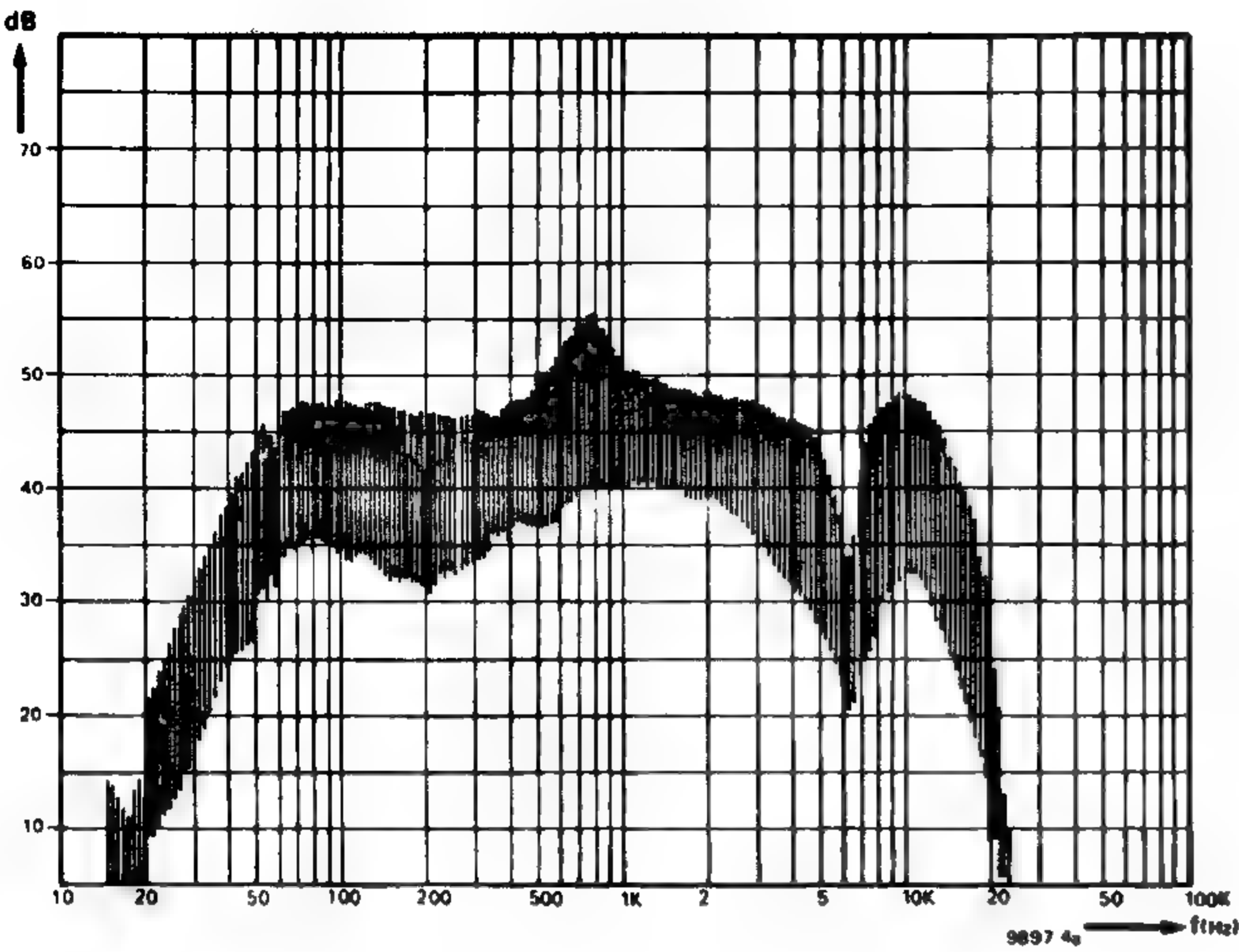
De todo lo dicho anteriormente se deducen dos cosas: primeramente, las irregularidades de la curva de respuesta en frecuencia susceptibles de ser detectadas por el oído humano, no exigen más filtros que los previstos en este ecualizador paramétrico; como segunda consecuencia podemos resumir que, para obtener una corrección adecuada de valles y crestas se exige que todos los pa-

rámetros del filtro sean ajustables, es decir, frecuencia, ganancia y factor Q, y no sólo en un margen reducido de frecuencia si no a lo largo de todo el espectro, lo que demanda imprescindiblemente un filtro paramétrico. Conviene añadir a todo esto, que para usos domésticos un ecualizador con tres filtros paramétricos es más que suficiente.

Sección de filtros paramétricos

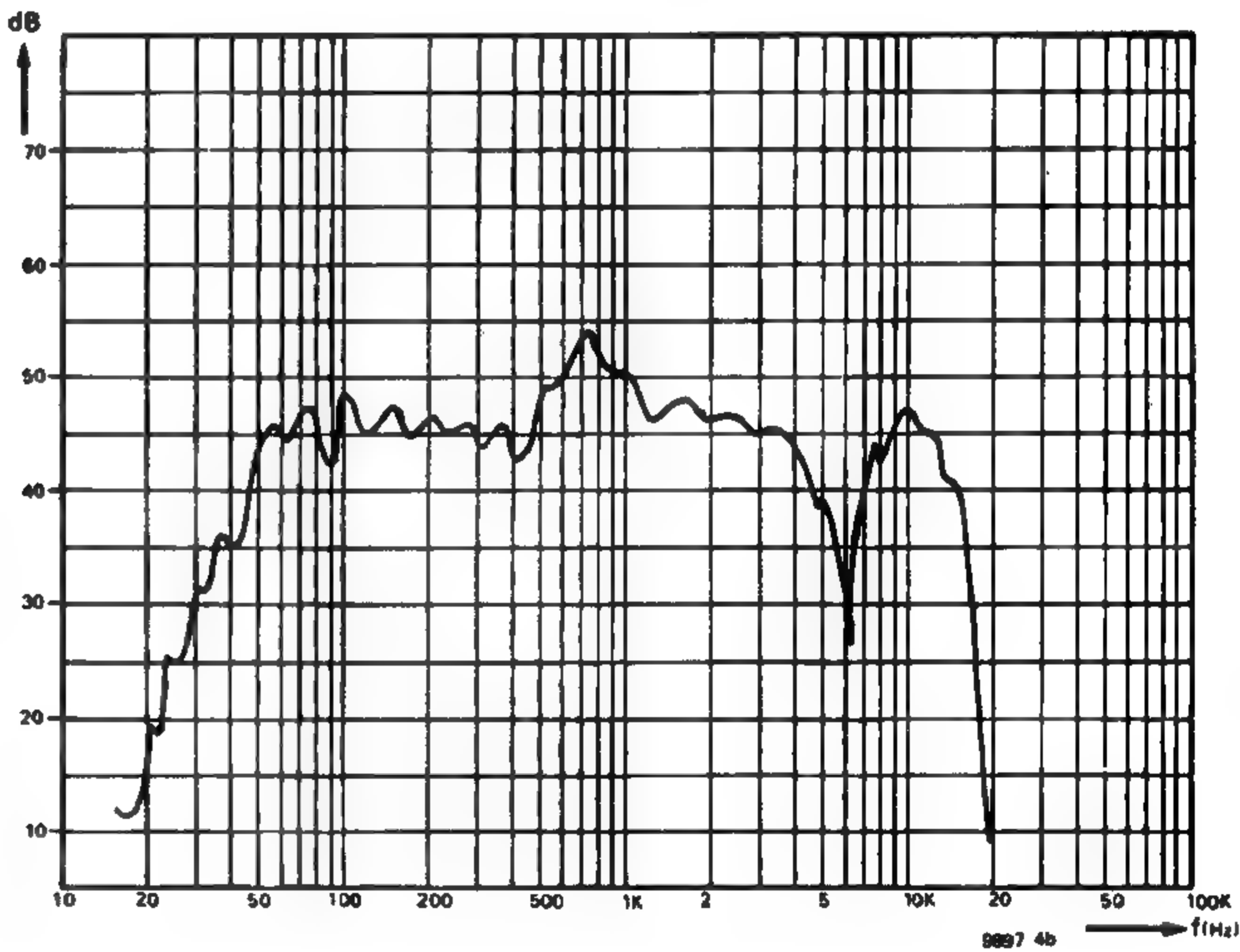
Principio

Como puede verse en la figura 5, la realización de los filtros paramétricos no presenta ninguna dificultad. Es suficiente un amplificador operacional, dos resistencias R_0 , dos resistencias R_1 y un potenciómetro estéreo P1, destinado a regular la amplitud del filtro junto con el filtro selectivo conectado entre los puntos A, B, que se representa por un recuadro en el que figura su curva de respuesta. A fin de facilitar la visión de conjunto, en la figura 6 se muestra separadamente el esquema eléctrico del filtro selectivo: se trata de un *filtro de estado variable* (State Variable Filter), que constituye una de las posibilidades de realización de un filtro cuyos parámetros son ajustables independientemente. Se compone de una etapa tampón A1, de un amplificador sumador A2 y de dos integradores A3 y A4. El factor Q depende del valor de las resistencias R_Q , mientras que la frecuencia



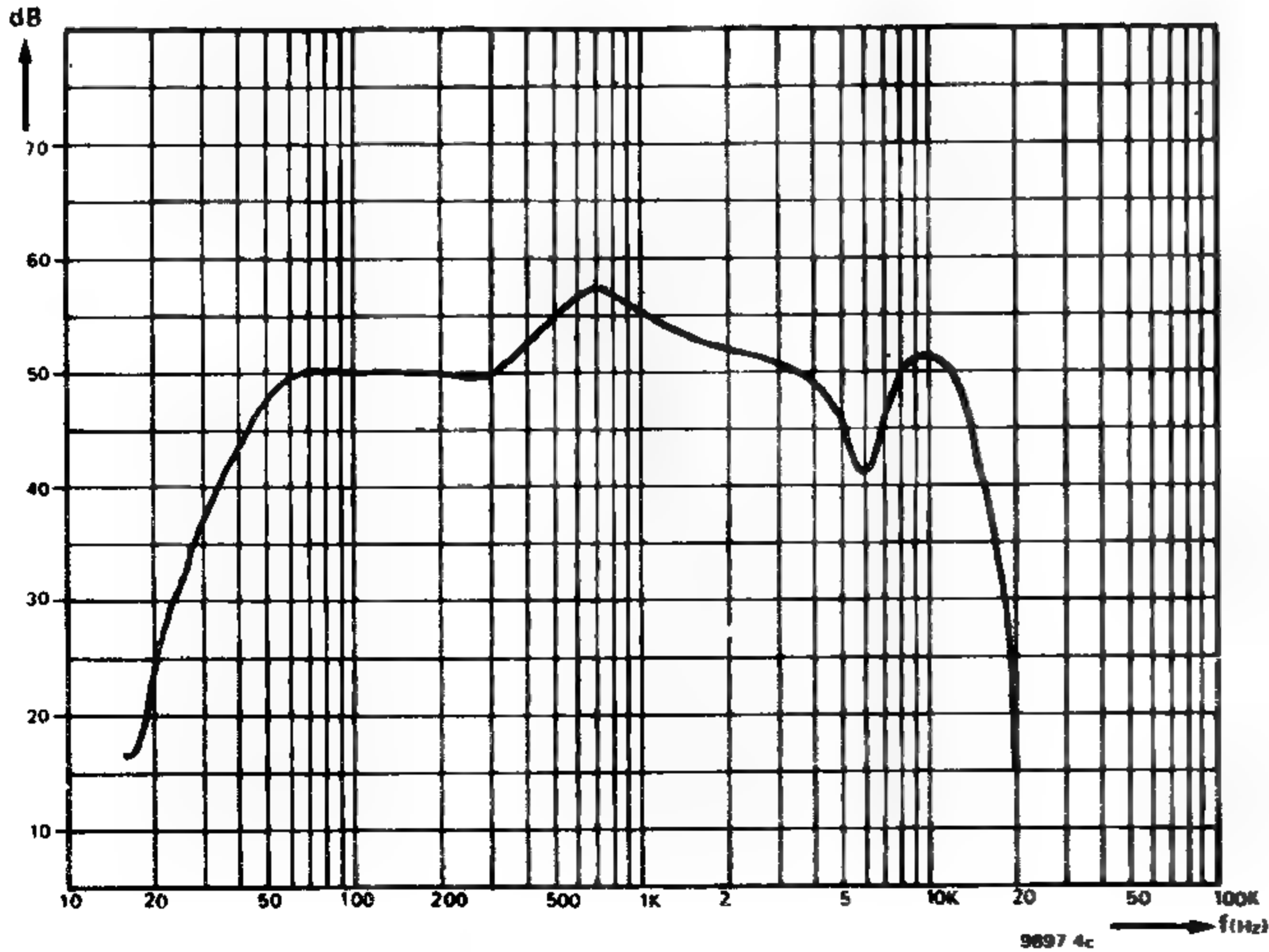
a

Figura 4a. Respuesta en frecuencia general (comprendida la del equipo HI-FI y la del recinto de audición).



b

Figura 4b. Respuesta de la figura 4a después de eliminar los innumerables valles y crestas separados tan sólo por algunos hercios (inaudibles).



c

Figura 4c. Curva de la figura 4b una vez eliminadas las variaciones de amplitud de menos de 2 dB.

5

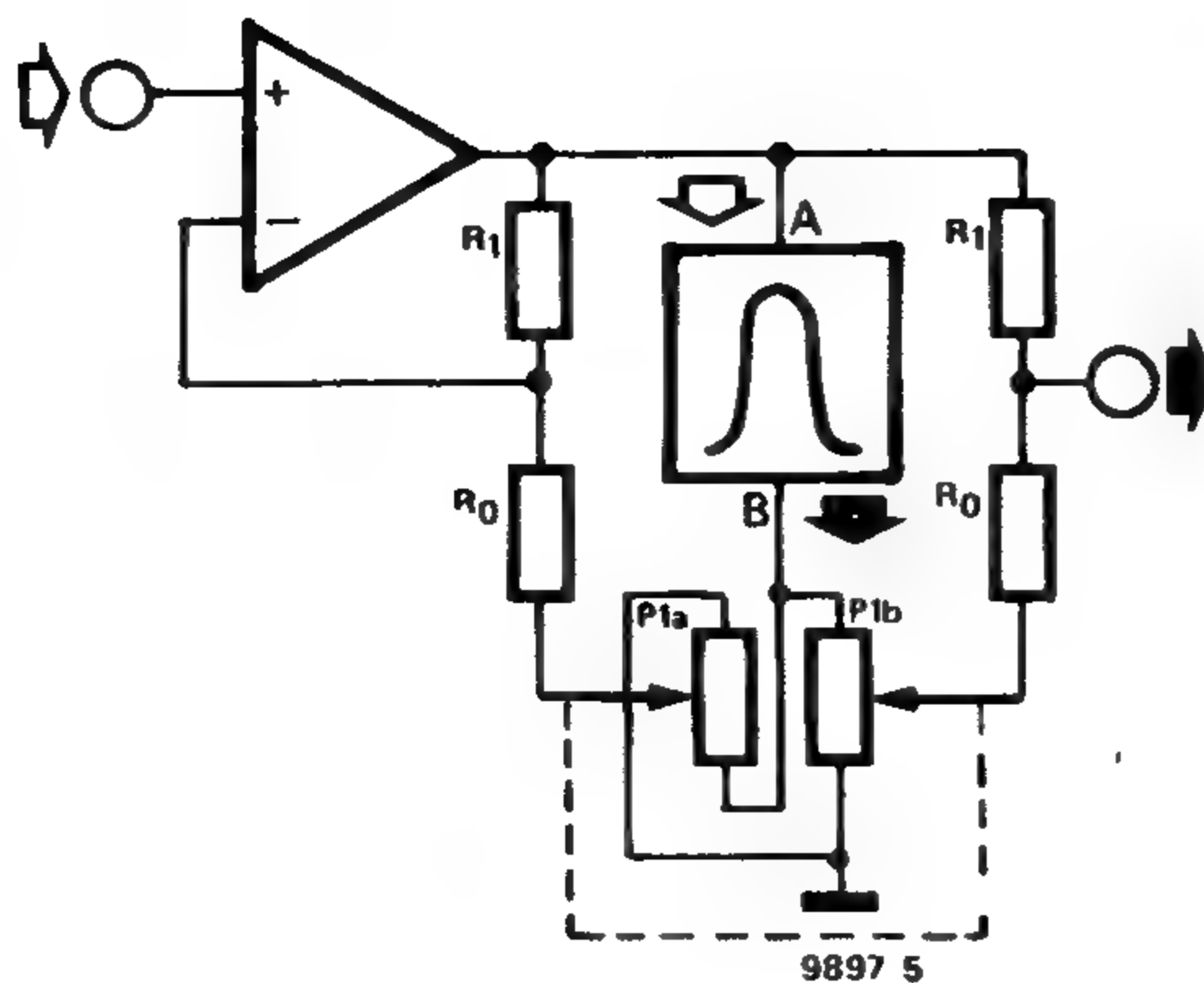


Figura 5. Circuito básico de un filtro paramétrico.

6

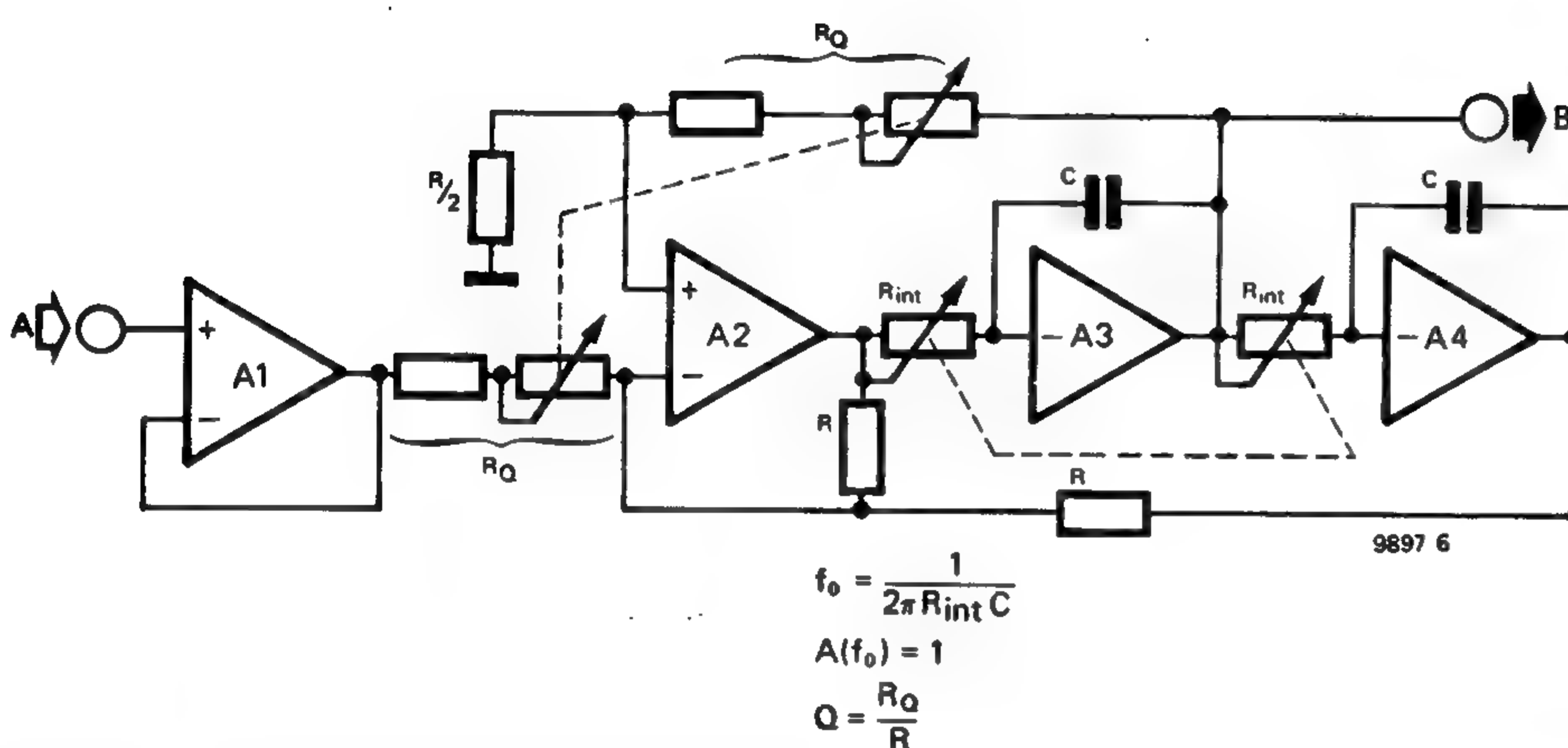


Figura 6. Esquema del filtro de «estado variable», que en la figura 5 se representa como un bloque conectado entre los puntos A y B.

7

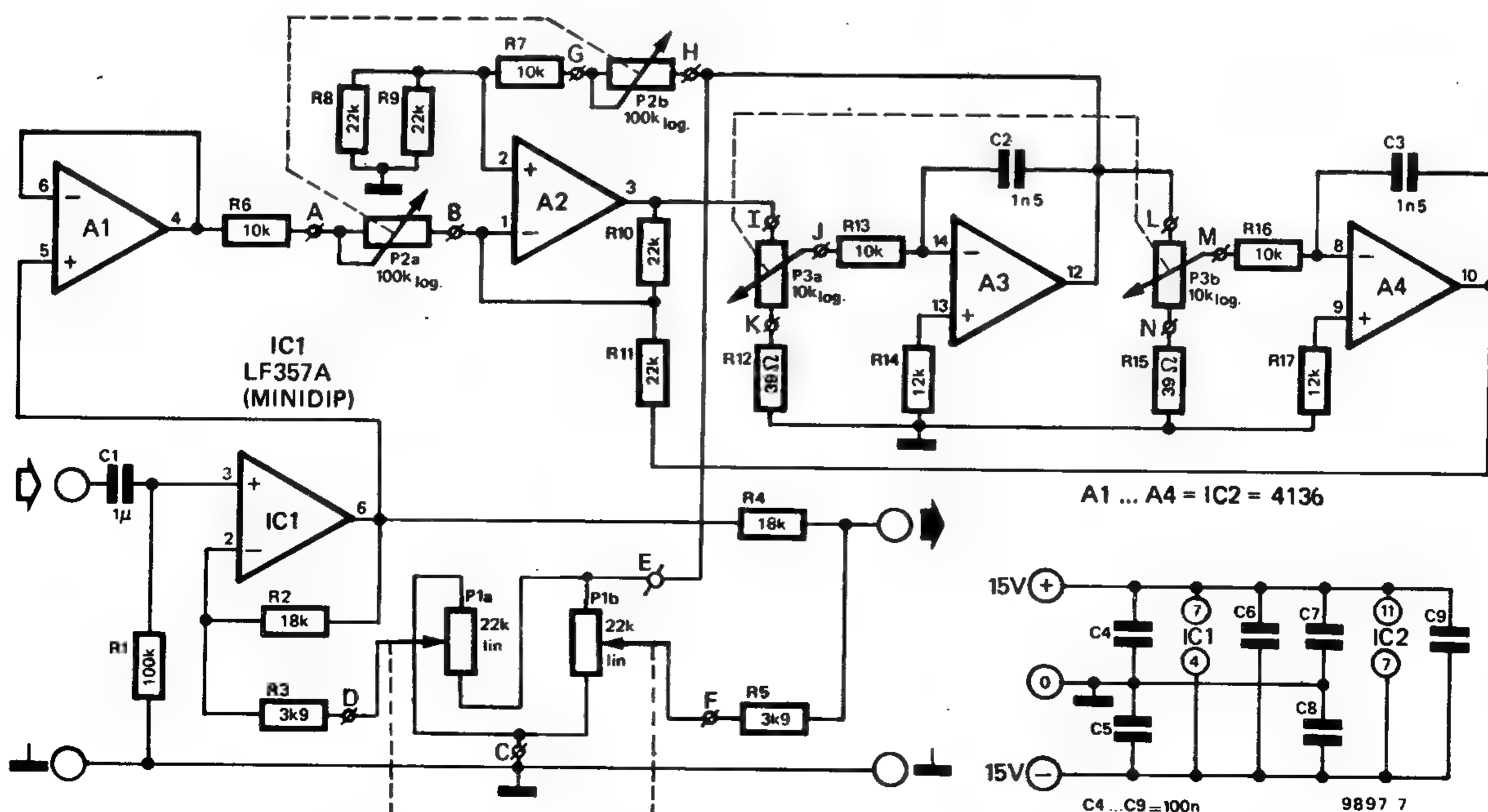


Figura 7. Circuito completo de un filtro paramétrico basado en los principios de las figuras 5 y 6. En el ecualizador se utilizan tres filtros de este tipo.

central queda determinada por las resistencias R_{int} . Las relaciones matemáticas que definen estos parámetros se muestran al pie de la figura 6.

Circuito

El circuito eléctrico de conjunto (de las figuras 5 y 6) del filtro paramétrico se muestra en la figura 7. Las resistencias R_2 y R_4 conectadas a la salida de IC1 son del mismo valor que las R_1 de la figura 5, mientras que R_3 y R_5 asumen la función de R_0 . Con el valor indicado en los componentes de la figura 7, la ganancia (o atenuación) máxima es de 15 dB, lo que en la práctica es más que suficiente. La atenuación máxima se consigue cuando el cursor de P1 está a masa, y contrariamente, en la posición opuesta se tiene la ganancia máxima. La posición media de P1a/P1b da al filtro una respuesta en frecuencia lineal (0 dB). El tercer potenciómetro estéreo P3, sirve para desplazar la frecuencia central del filtro y junto con R_{12} , R_{13} , R_{15} y R_{16} , permite variar la resistencia R_{int} entre 10 k y 2,65 M, lo que a su vez nos da un margen de ajuste para la frecuencia central entre 10 Hz y 40 kHz. P2 varía el Q del filtro entre 0,45 y 5. Opcionalmente, puede modificarse la gama de variación de Q y f_0 con ayuda de las relaciones de la figura 6. El valor de la resistencia R_{int} se determina, aplicando la transformación estrella-triángulo a la resistencia R_{13} (R_{16}) montada entre los puntos I y J (L y M) y a la resistencia R_{12} (R_{15}), conectada en serie con la resistencia que figura entre los puntos J y K (M y N).

Correctores de tonalidad tipo Baxandall

El objetivo de este diseño ha sido la realización de un corrector de tonalidad paramétrico de graves y agudos universal. Aquí,

8

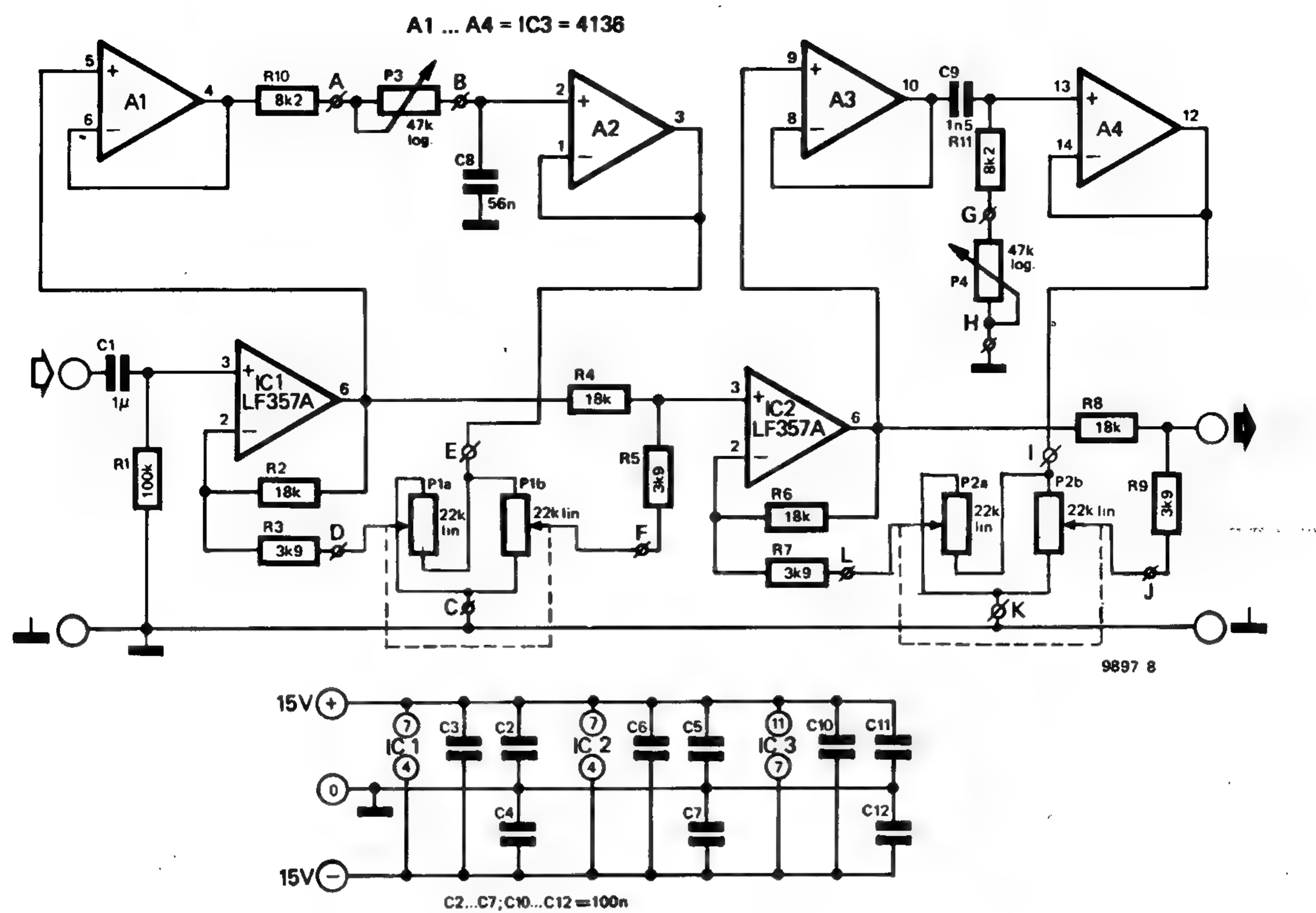
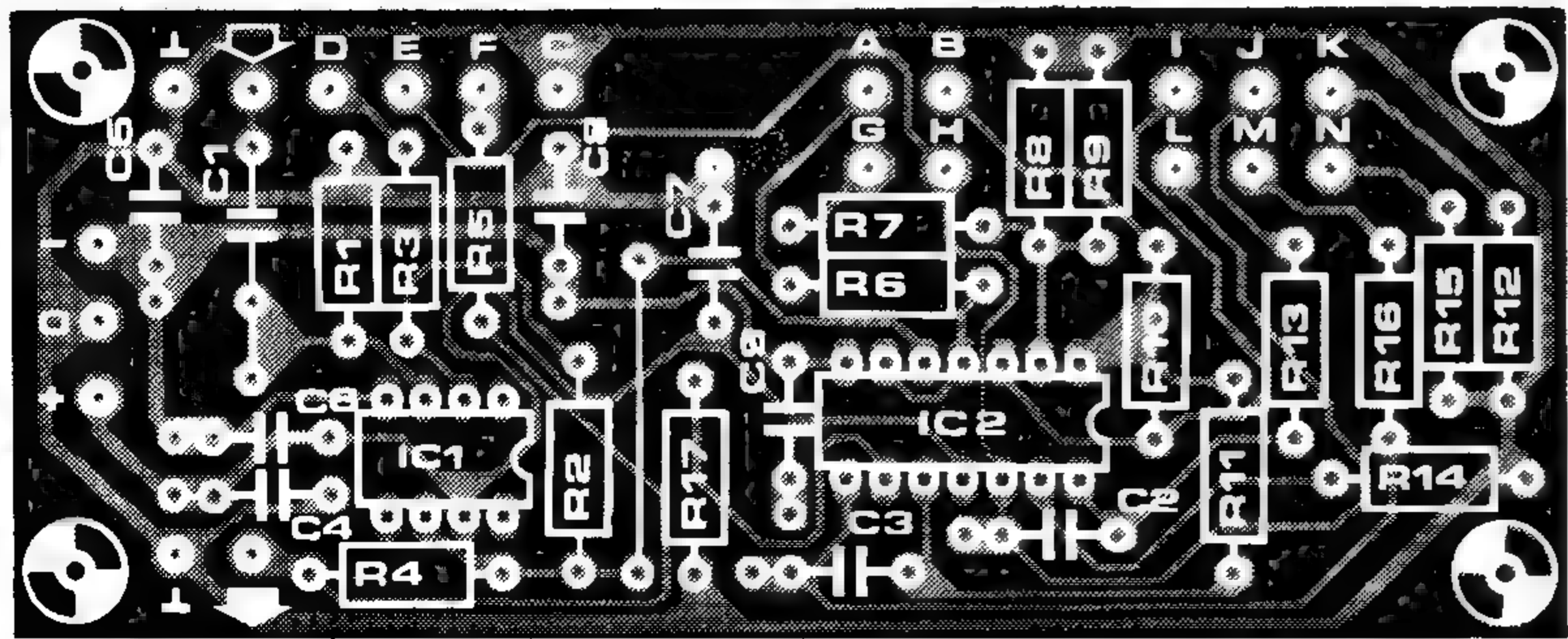
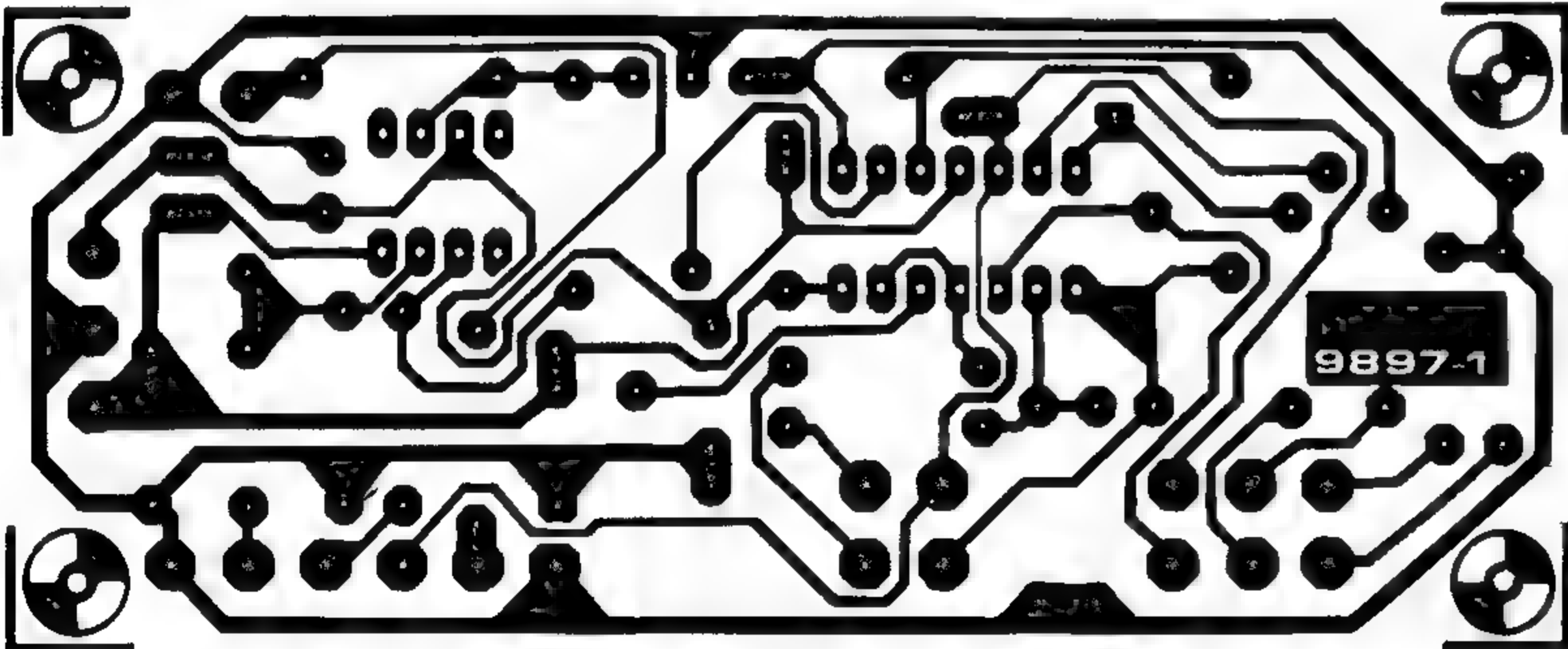


Figura 8. Circuito corrector de tonalidad paramétrico de tipo Baxandall en base a los principios de la figura 5.

9



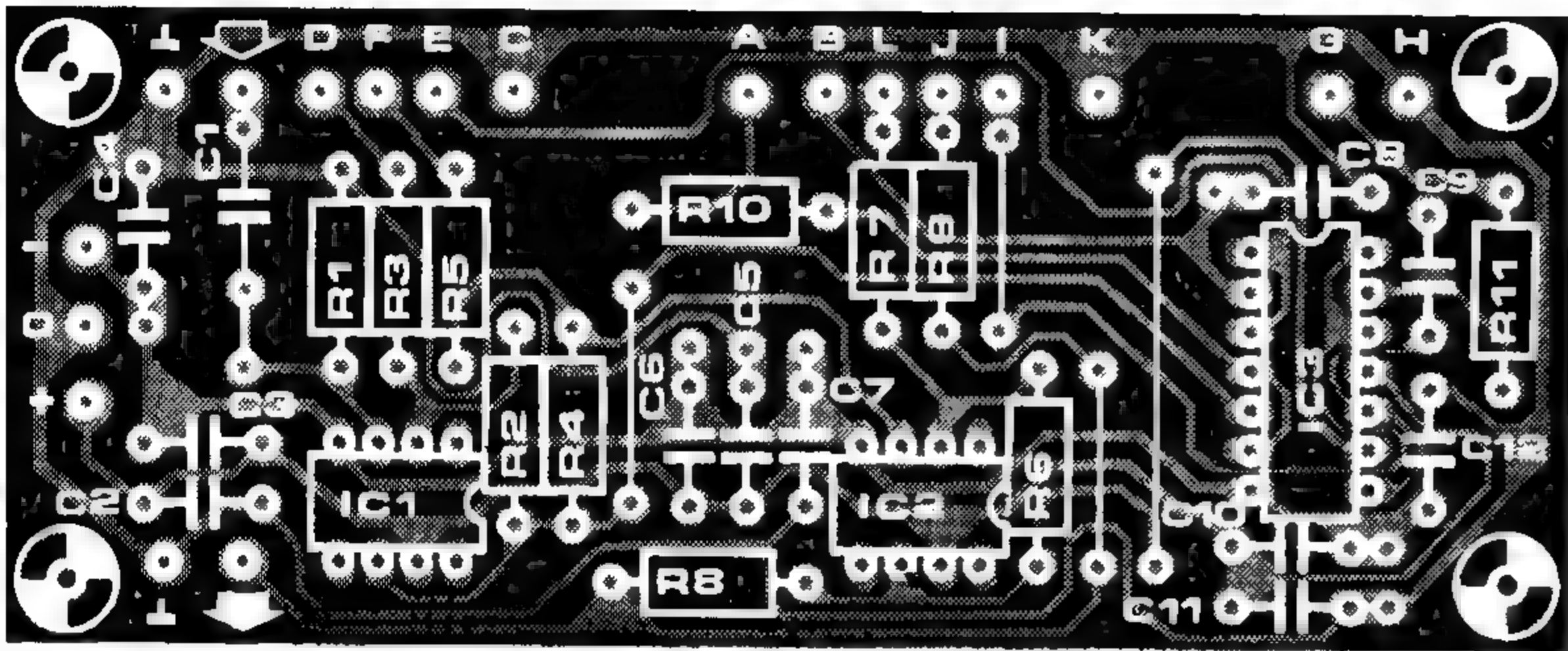
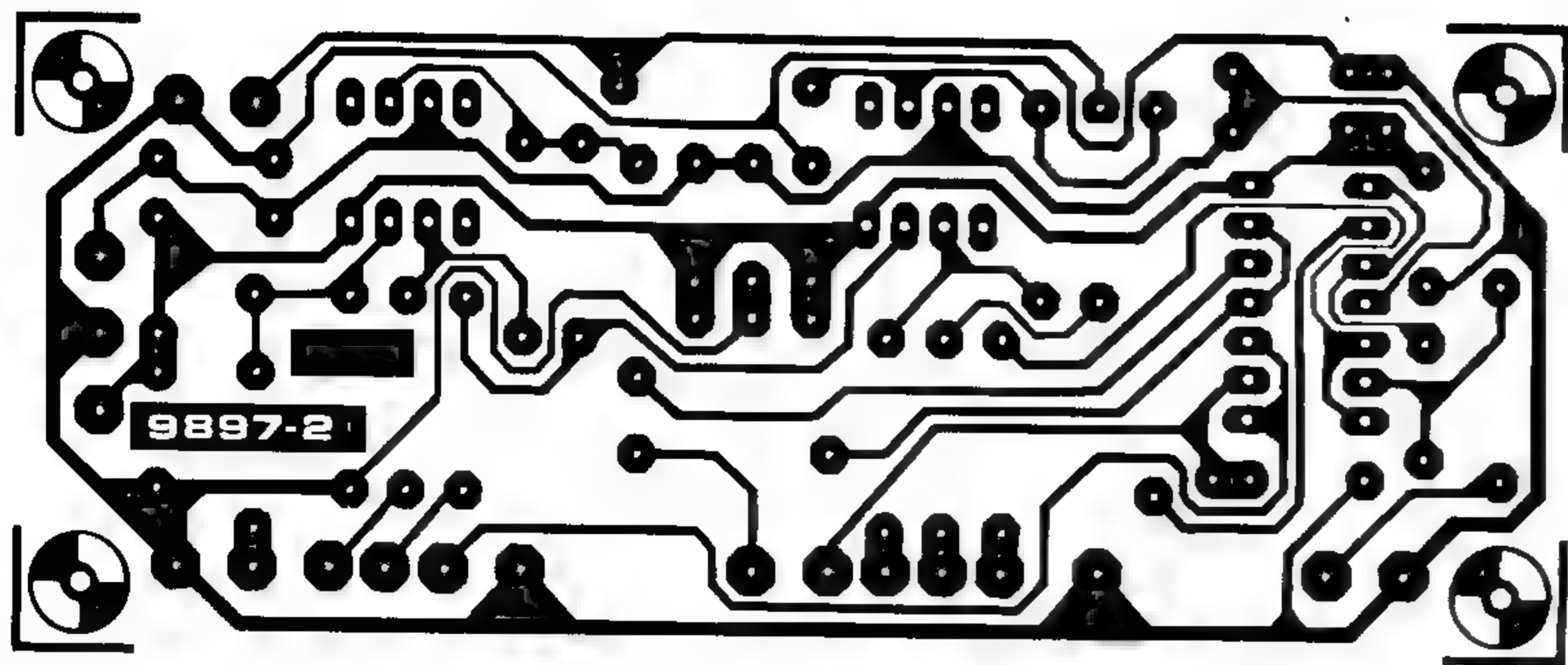
Lista de componentes para los circuitos de las figuras 7 y 9.

- Resistencias:
- R1¹ = 100 k
 - R2, R4 = 18 k
 - R3, R5 = 3k9
 - R6, R7, R13, R16 = 10 k
 - R8, R9, R10, R11 = 22 k
 - R12, R15 = 39 Ω
 - R14, R17 = 12 k
 - P1 = 22 k lin estéreo
 - P2 = 100 k log estéreo
 - P3 = 10 k log estéreo
- Condensadores:
- C1² = 1 μ MKM, MKH (poli-carbonato, poliéster)
 - C2, C3 = 1n5 MKM, MKH
 - C4, C5, C6, C7, C8, C9 = 100 n MKM, MKH
- Semiconductores:
- IC1 = LF 356A or LF 357A MINI DIP (National)
 - IC2 = 4136 (Exar, Raytheon)

¹ omitido en algunas placas, ver texto.

² reemplazado por un puente en algunas placas, ver texto.

Figura 9. Placa de circuito impreso y distribución de componentes para un filtro (circuito de la figura 7).



Lista de componentes para los circuitos de las figuras 8 y 10.

- Resistencias:
- R1¹ = 100 k
 - R2,R4,R6,R8 = 18 k
 - R3,R5,R7,R9 = 3k9
 - R10,R11 = 8k2
 - P1,P2 = 22 k lin estéreo
 - P3,P4 = 47 k log
- Condensadores:
- C1² = 1 μ
 - C2,C3,C4,C5,C6,C7,C10,C11, C12 = 100 n
 - C8 = 56 n
 - C9 = 1n5
- Semiconductores:
- IC1,IC2 = LF 356A o LF 357A MINI DIP (National)
 - IC3 = 4136 (Exar, Raytheon)

¹ omitido en algunas placas, ver texto.

² reemplazado por un puente en algunas placas, ver texto.

Figura 10. Placa de circuito impreso y distribución de componentes del circuito corrector de tonalidad (figura 8).

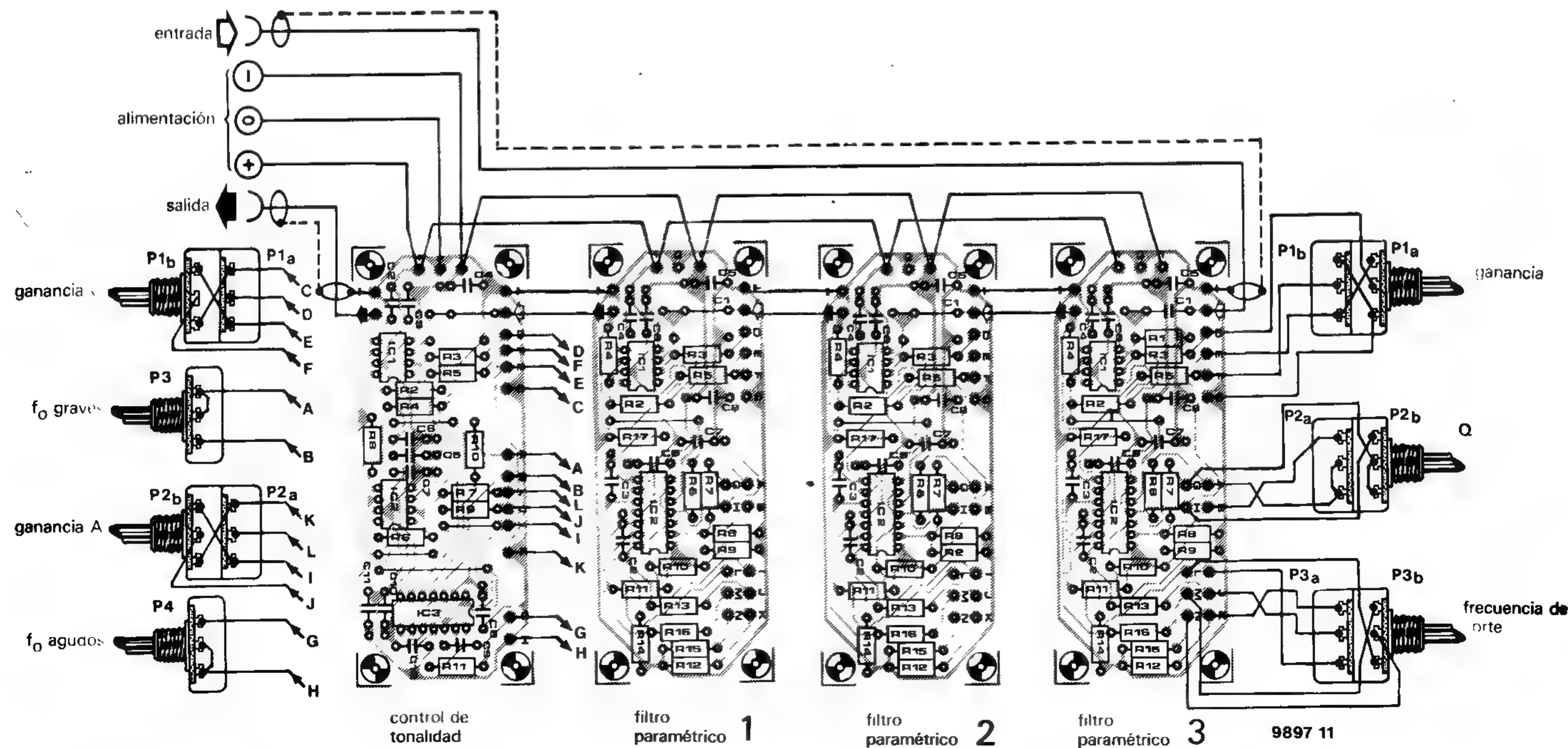


Figura 11. Disposición del ecualizador paramétrico completamente montado.

NOTA: obsérvese que C1 y R1 sólo permanece en la placa número 3, en las demás placas C1 se sustituye por un puente y R1 se elimina.

12

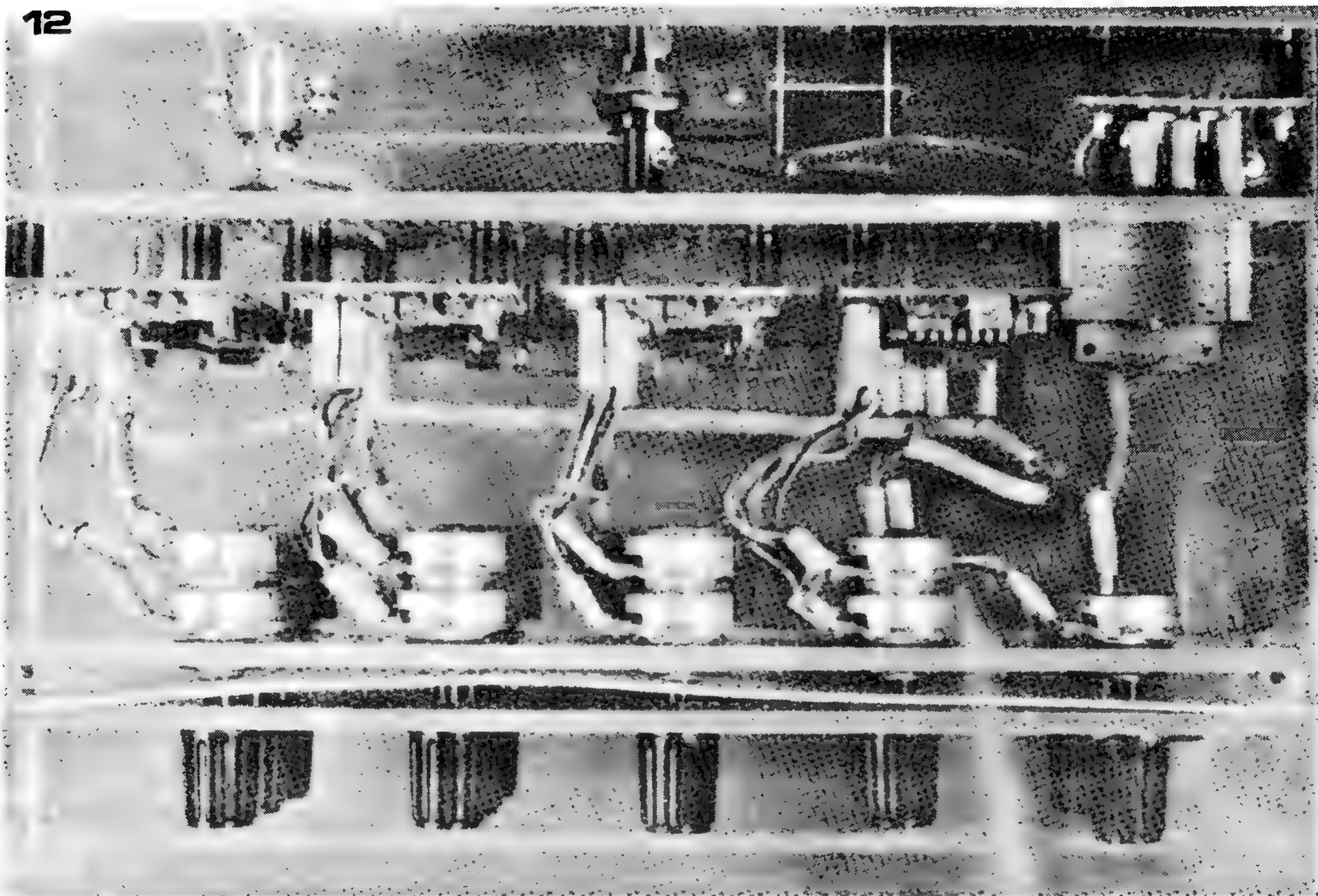


Figura 12. Prototipo realizado en los laboratorios de ELEKTOR.

el término «paramétrico» significa que tanto la amplificación (o atenuación) como la frecuencia de corte son regulables, a fin de obtener un ajuste de tonalidad realmente eficaz. En este caso, también nos serviremos del principio utilizado en el circuito de la figura 5; dos unidades de filtro del tipo ya comentado se conectan entre los puntos A y B (un filtro paso-bajo y un paso-alto). En la figura 8 se muestra el circuito de tonalidad Baxandall en su forma definitiva. El filtro formado en torno a IC1 se encarga de la regulación de graves, mientras que IC2 hace lo propio con los agudos. Como ya se ha indicado, en la figura 3 se muestra la variación de los parámetros del control de tonalidad (ganancia y frecuencia de corte). Mediante los potenciómetros estéreo P1 y P2 se regula la ganancia de graves y agudos entre ± 15 dB. La frecuencia de corte de estos filtros puede variarse mediante P3 entre 50 Hz y 350 Hz para el control de graves y de 2 kHz a 13 kHz para el control de agudos mediante P4.

Construcción

Para hacer un ecualizador realmente versátil, nos hemos decidido por el montaje modular, de forma que el número de filtros puede ser ampliado según las necesidades de cada uno, aunque como se dijo en un principio, con tres filtros será suficiente en la mayoría de los casos. Con esta disposición modular, se permite también a aquellos lectores que no precisan de un ecualizador pero sí de un control de tonos eficaz, servirse de este circuito.

Cada sección del ecualizador (filtros y controles de tono) por tanto, se monta en circuitos impresos separados, como los mostrados en la figura 9 (filtros) y figura 10 (control de tonos). Los puntos de conexión de los potenciómetros se han marcado con letras y se corresponden con las indicadas en las figuras 7 y 8. La interconexión de la sección de filtros con la de control de tonalidad (para formar un canal completo), se muestra en la figura 11.

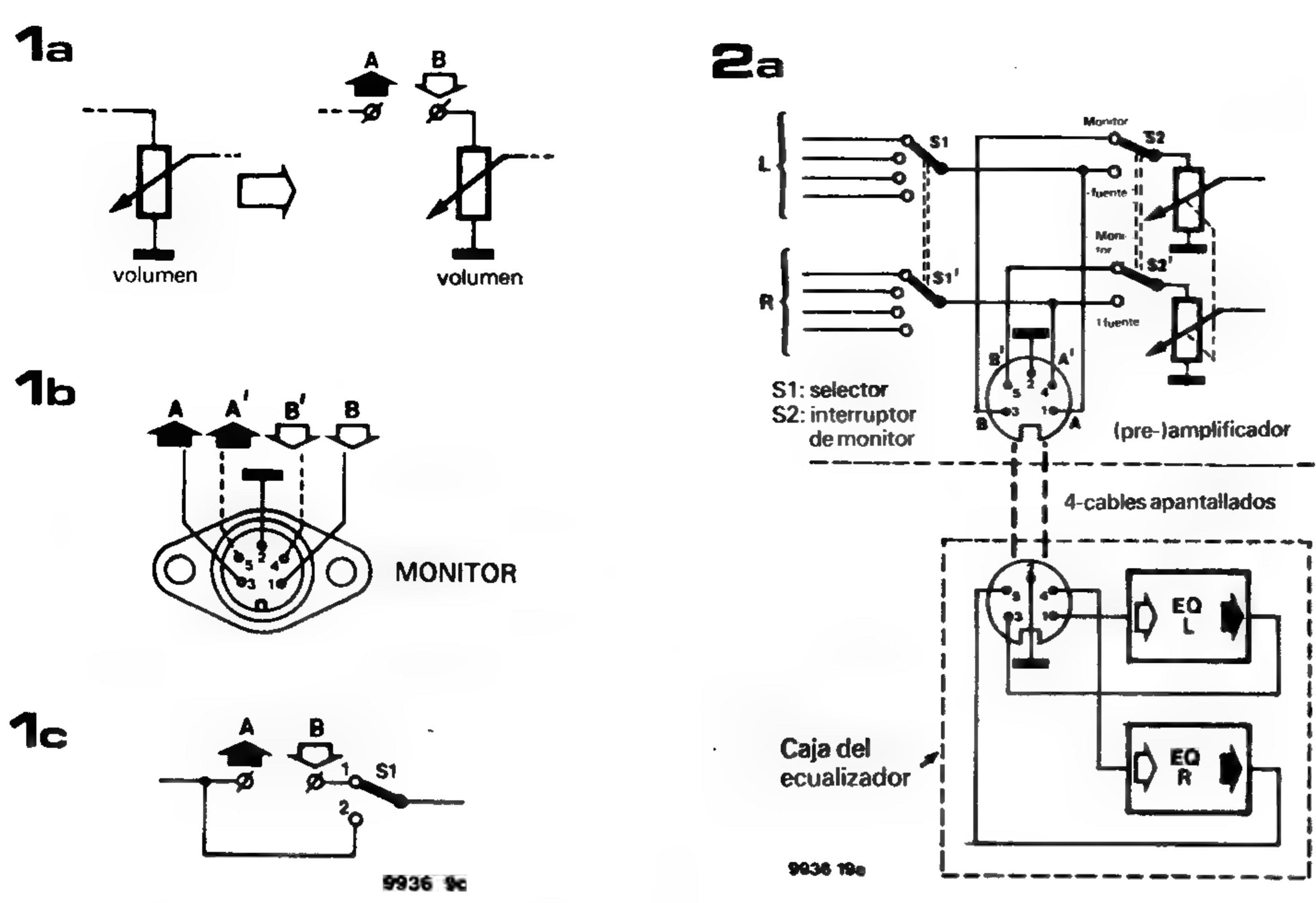
Evidentemente, si se desea una versión estéreo habrá que duplicar este circuito. Para evitar confusiones en el diagrama de la figura 11 sólo se ha representado la conexión del juego de potenciómetros de una sección de filtros y del control de tonalidad, es decir, los potenciómetros se conectan de forma idéntica en los demás filtros. Debido a que las distintas unidades se conectan una a continuación de otra, entre las entradas y salidas habrá un potencial DC de cero voltios (excepto en aquella por la que se efectúa la entrada de señal), por tanto, se puede prescindir de las resistencias R1 y los condensadores C1 de los filtros y el control de tonalidad, para ello bastará con quitar la resistencia R1 y sustituir por un puente el condensador C1.

Con el fin de evitar bucles de conexiones a masa, sólo se conectará al terminal de cero voltios (masa) en la fuente de alimentación el terminal homólogo (0V) del control de tonalidad, dejando dicho terminal en las demás placas al aire, puesto que esta conexión se realiza a través de las entradas y salidas.

La alimentación del ecualizador se realiza con una tensión doble y simétrica de ± 15 V,

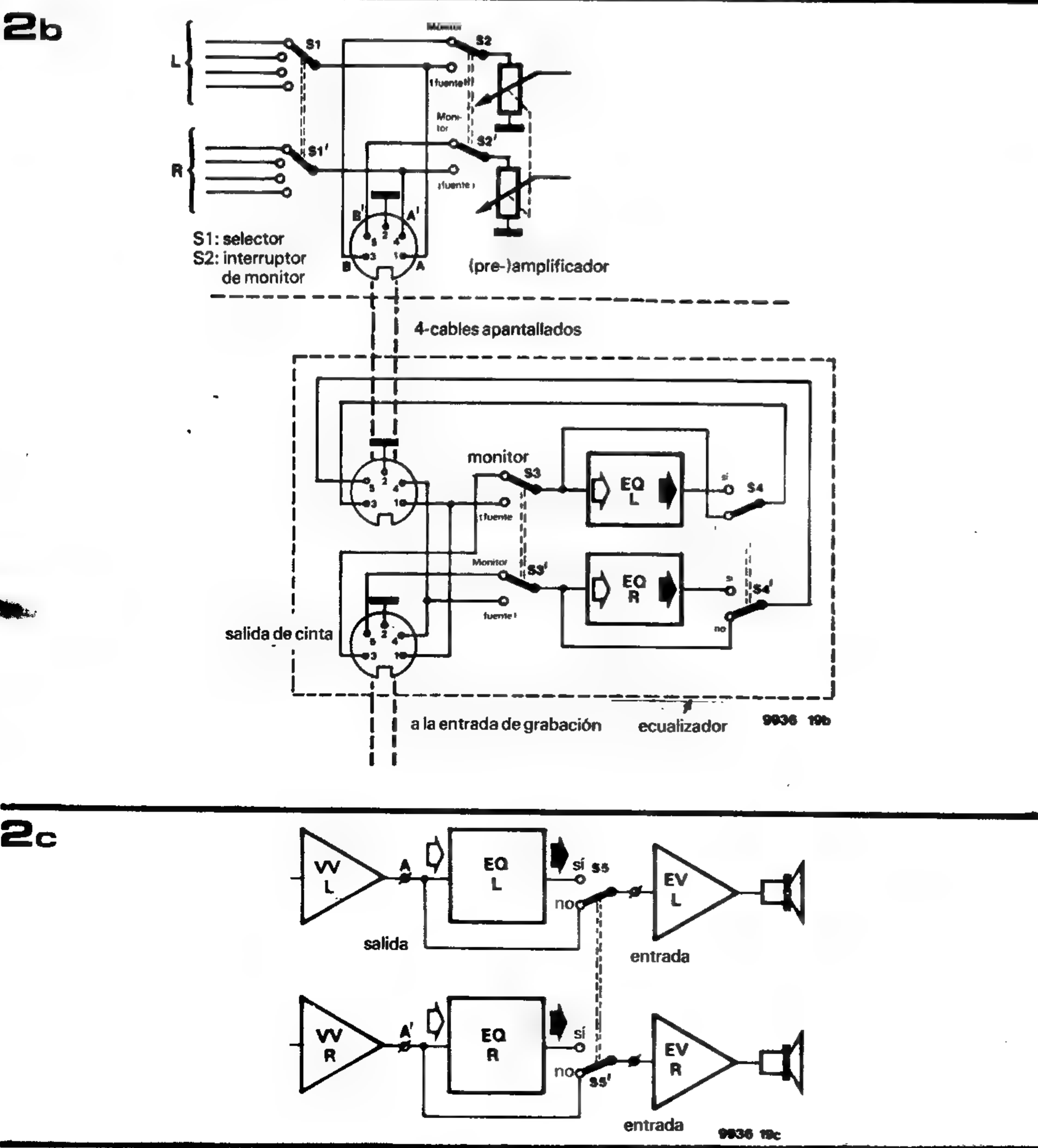
que puede obtenerse a partir de los populares reguladores de tensión integrados del tipo 78L15 (o 78M15), ya que el circuito sólo consume aproximadamente 50 mA. Por supuesto se podrá utilizar cualquier sistema de ± 15 V para alimentar el ecualizador (por ejemplo, la tensión de alimentación de un previo, o de un amplificador). Como siempre, la elección de la caja y demás controles exteriores (botones, tomas de entrada y salida, etcétera) se deja a gusto de cada lector, que como indicación puede tomar el diseño de la figura 12.

Como se ha dicho en varias ocasiones a lo largo de este número, la función de los ecualizadores (tanto paramétricos como gráficos) es «linealizar» la respuesta en frecuencia de un equipo reproductor y su entorno, por lo cual, una vez realizado el ajuste correcto y según aconsejan los fabricantes de este tipo de aparatos, no se debe manipular nuevamente en los controles; esto es muy exacto, pero en la práctica no siempre se busca una respuesta totalmente lineal, y así, en muchos casos el oyente prefiere una respuesta en frecuencia «personalizada», como es el caso de los amantes de la música «disco», en la que no se puede hablar precisamente de una respuesta lineal.



salida de monitor

instale usted mismo una salida de monitor en su equipo de sonido



En general, los equipos de audio que poseen una salida de monitor presentan una mayor versatilidad a la hora de explotar todas su posibilidades, y en particular, cuando se desea incorporar un ecualizador (como el que se describe en este mismo número) a una cadena estéreo. Afortunadamente para nosotros, adaptar una salida de monitor es una tarea simple y fácil que aumentará las posibilidades de nuestro equipo, y no requiere más que algunos minutos de trabajo «limpio» y cuidadoso.

El lugar más adecuado para hacer la intervención, es el amplificador, y dentro de éste en un punto cualquiera situado entre la entrada de señal y el preamplificador, por ejemplo, a la entrada del potenciómetro de volumen. Para ello, se deberá interrumpir la línea de señal que llega al control de volumen, con lo que se obtienen los puntos de conexión A y B de la figura 1b. En la figura 1a, se muestra la conexión de estos puntos a un conector DIN (los puntos A' y B' pertenecen al segundo canal en caso de que el aparato sea estéreo). Los puntos de conexión 1 y 4 son las salidas de señal, y los puntos 3 y 5 la entrada (entrada al amplificador); el punto 2 se conecta a masa. En los equipos monofónicos, sólo se emplean los puntos 1 (para grabación) y 3 (para reproducción), además de la conexión de masa (punto 2). El punto en el que se haga la salida de monitor, lógicamente deberá poseer un nivel

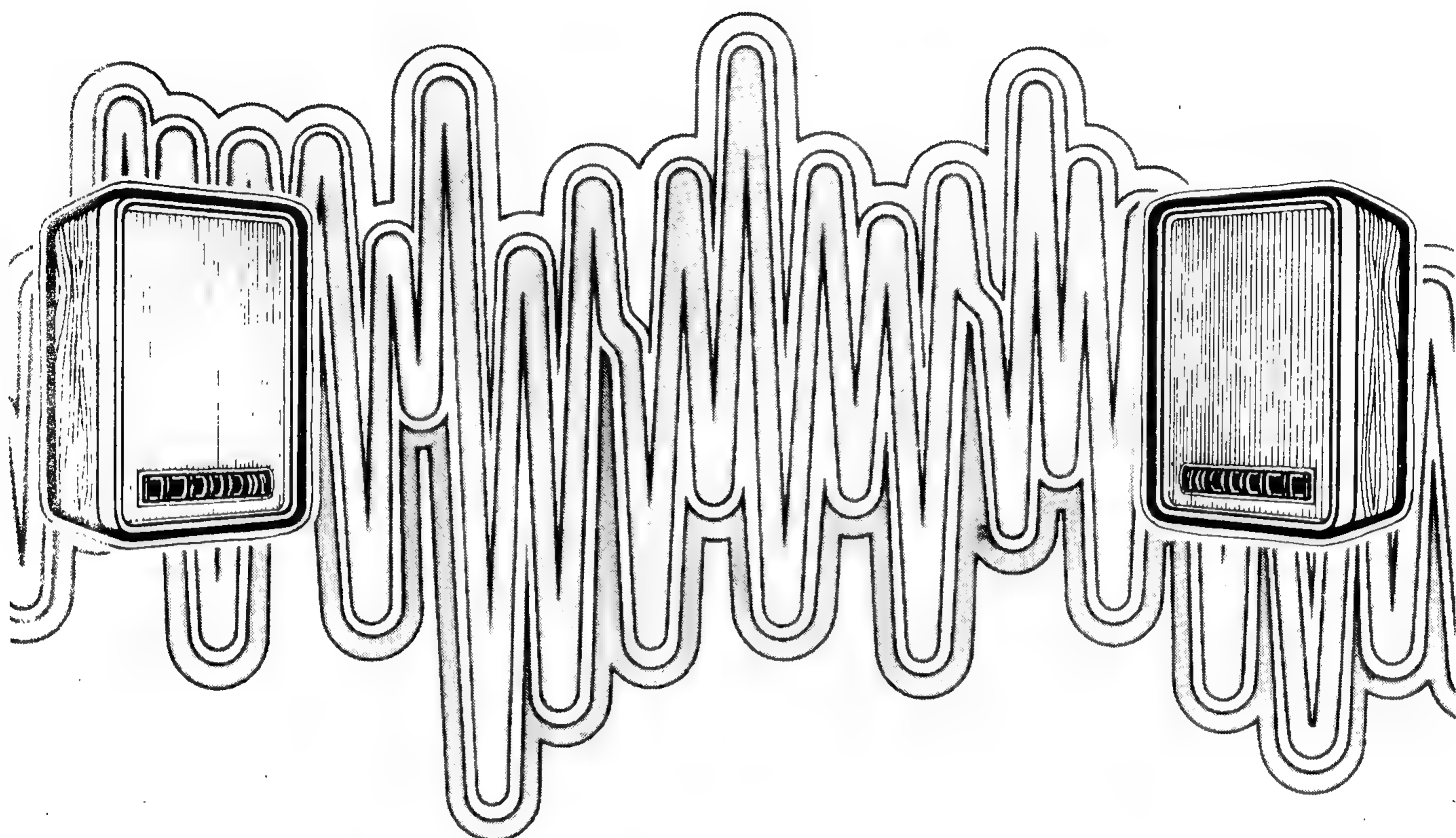
adecuado (entre 100 y 1.000 mV) y por supuesto, sin componente continua. En la figura 1c, se muestra la conexión de un interruptor (S1), que tiene la misión de restaurar el circuito original, en caso de no utilizar la salida de monitor.

Conexión del ecualizador

La conexión del ecualizador se hará como se indica en las figuras 2a, 2b, o 2c. El proyecto de montaje de la figura 2a, emplea la conexión de monitor. Generalmente, la salida «A» está conectada a una resistencia serie o a un divisor de tensión, en cuyo caso deben ser eliminadas. Con el interruptor en la posición «monitor», el ecualizador queda conectado al circuito, y en la posición contraria (fuente) se cortocircuita (bypass). El montaje de la figura 2a, presenta el inconveniente de que al hacer uso de ella, se imposibilita la conexión del magnetófono, es decir, no se puede conectar otro dispositivo sin antes desconectar el ecualizador (por ejemplo). La solución al problema es el circuito de la figura 2a, ya que mediante los interruptores S3 y S4; la conexión del magnetófono es independiente, y no presenta ninguna dificultad. En este caso, el interruptor original permanece siempre en la posición «monitor», siendo sustituido en esta función por el interruptor S3 para la salida de cinta, y por S4 para el ecualizador (este último únicamente conecta o desconecta el ecualizador del circuito).

Finalmente, algunos amplificadores comerciales (particularmente los destinados a sistemas de megafonía) poseen un conector, marcado como «PRE OUT/MAIN IN» mediante la cual, fácilmente se podrá intercalar un ecualizador (o cualquier otro dispositivo) en el equipo de audio, como se indica en la figura 2c.

analizador de audio



¿Esta VD. satisfecho con el sonido de su equipo estéreo? En muchos casos la respuesta es negativa, y lo más grave es que generalmente no se sabe qué sucede (y mucho menos cómo solucionarlo).

Sin una imagen precisa de la respuesta en frecuencia de un sistema de audio es verdaderamente difícil corregir el defecto, ya sea del sistema reproductor o del recinto de audición. El único aparato que puede proporcionarnos esta información con toda exactitud es el analizador de audio, que simplemente realiza el análisis espectrográfico en tiempo real de la señal de baja frecuencia.

Es casi imposible hacer una tentativa seria de mejorar en una instalación de audio sin disponer de un aparato de medida acústica eficaz y fiable.

Esto es especialmente cierto en el caso de las instalaciones acústicas a las que se incorpora un ecualizador para remediar los posibles defectos de la respuesta en frecuencia del sistema. Para llevar a cabo esta corrección no hay más remedio que disponer del dato citado anteriormente: la respuesta en frecuencia del sistema. ¿Y quién proporciona estos datos? Pues un analizador de audio. Una corrección «a oído» de un problema acústico casi siempre suele traer más complicaciones de las que en un principio se tenían.

Un analizador de audio básicamente se compone de tres secciones: Una fuente de sonido de prueba (generador de ruido rosa), un micrófono para recoger la salida de audio del sistema en comprobación y un analizador y visualizador del resultado. Hablando en términos generales, existen dos tipos de analizadores: los que trabajan en tiempo real y los que no.

Analizador en tiempo real

Un analizador en tiempo real es el medio más sofisticado, y también el más caro de obtener una imagen detallada del espectro de una señal de audio. Para explicar el funcionamiento de un analizador en tiempo real nos ayudaremos del diagrama de bloques mostrado en la figura 1. El sistema bajo prueba se alimenta con una señal calibrada de amplio espectro, en la que la energía acústica se reparte por toda la banda de audio. Un caso particular de este tipo de señales es el llamado «ruido rosa», cuyo contenido energético es idéntico para la relación $F2/F1$ en cada octava. Una vez que la señal pasa por el sistema de audio (generalmente un amplificador y unas cajas acústicas) sufre la influencia del recinto de audición (reverberación, atenuación, etc.). A continuación, esta señal es recogida por un micrófono de medida (de alta linealidad) que lo conduce a un conjunto de filtros de octava (o de tercio de octava) que dividen la señal de entrada en un cierto número de bandas, cubriendo completamente el es-

Características técnicas

a) Generador de ruido	
Ruido pseudo-aleatorio digital	
Longitud del registro de desplazamiento	13 bit
Duración del ciclo	214748364 bit
Frecuencia de reloj	500 kHz.
Tiempo del ciclo	4295 s (72 min.)
Tensión de salida	1,5 V máx.
Filtro de ruido rosa	-3 dB/oct. (20 Hz a 20 kHz \pm 2 dB)
b) Filtro pasabanda	
Filtro de frecuencia central variable continuamente	
Gama de variación	30 Hz a 16 kHz.
Factor Q	1,41 (1/1 oct.); 4,32 (1/3 oct.)
Amplificación en resonancia	1,81 máx. (5,1 dB; 1/1 oct.) 7,62 máx. (17,6 dB; 1/3 oct.)
c) Rectificador	
Rectificador de doble onda: indicación del valor medio.	
Medidor	polímetro
Constante de tiempo del rectificador	4 s. ó 100 ms.
Gama de frecuencias	20 Hz a 20 kHz (-5 dB)
Tensión máxima de entrada (sin divisor de entrada)	450 mV
Tensión de alimentación	\pm 15 V
Consumo	50 mA máx.

Tabla 1

ta por Elektor reside en los filtros. En el primer caso se emplean gran número de filtros de frecuencias fijas; en nuestro montaje sólo se utilizará un filtro de frecuencia variable. Respecto al sistema de medida, básicamente sigue siendo el mismo, un miliamperímetro, con la diferencia de que aquí se mide una frecuencia cada vez. En la figura 3, se presentan tres posibles versiones de este método. En la figura 3a se sitúa el filtro variable entre el generador de ruido rosa y la entrada del sistema de audio, mientras que en la figura 3b, el filtro se conecta directamente al micrófono. En la figura 3c se emplean dos filtros, uno en la fuente de ruido y otro en el medidor. Desde un punto de vista teórico no deberían existir diferencias entre estas tres disposiciones, sin embargo, la práctica demuestra lo contrario. En el sistema de la figura 3a, la medida no es del todo verdadera puesto que el micrófono también capta las señales parásitas. Este problema se soluciona en parte con el montaje de la figura 3b ya que en éste sólo actúan los parásitos de la frecuencia sintonizada en el filtro pasabanda. La des-

pectro de audio. La tensión de salida de cada uno de estos filtros se rectifica, y en cada caso se visualiza de la forma más adecuada.

Para visualizar la señal existen varios sistemas. Un miliamperímetro de bobina móvil, un osciloscopio, o como en el prototipo comercial mostrado en la figura 2, una matriz de diodos LED. La ventaja del analizador en tiempo real es que permite determinar de un solo vistazo la respuesta en frecuencia general del sistema, o lo que es igual, el nivel energético con que llega cada frecuencia al micrófono de medida. Debido al gran número de filtros empleados y la necesidad de visualizar cada frecuencia por separado, el precio de los analizadores en tiempo real no se puede calificar de econó-

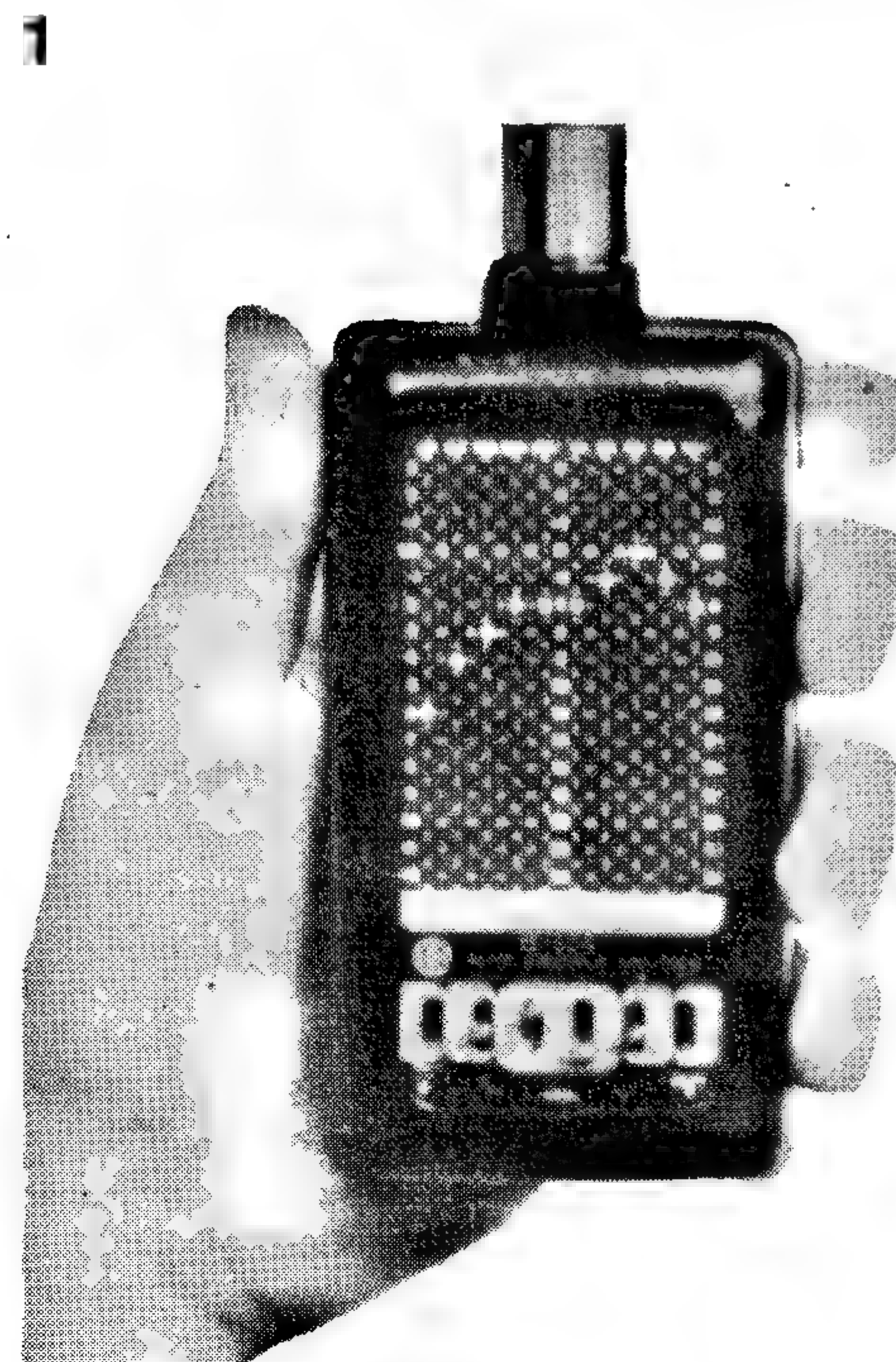


Figura 1. Analizador en tiempo real que incorpora un visualizador matriz de LEDs y además es portátil. Sus características al igual que su precio son bastante notables.

2

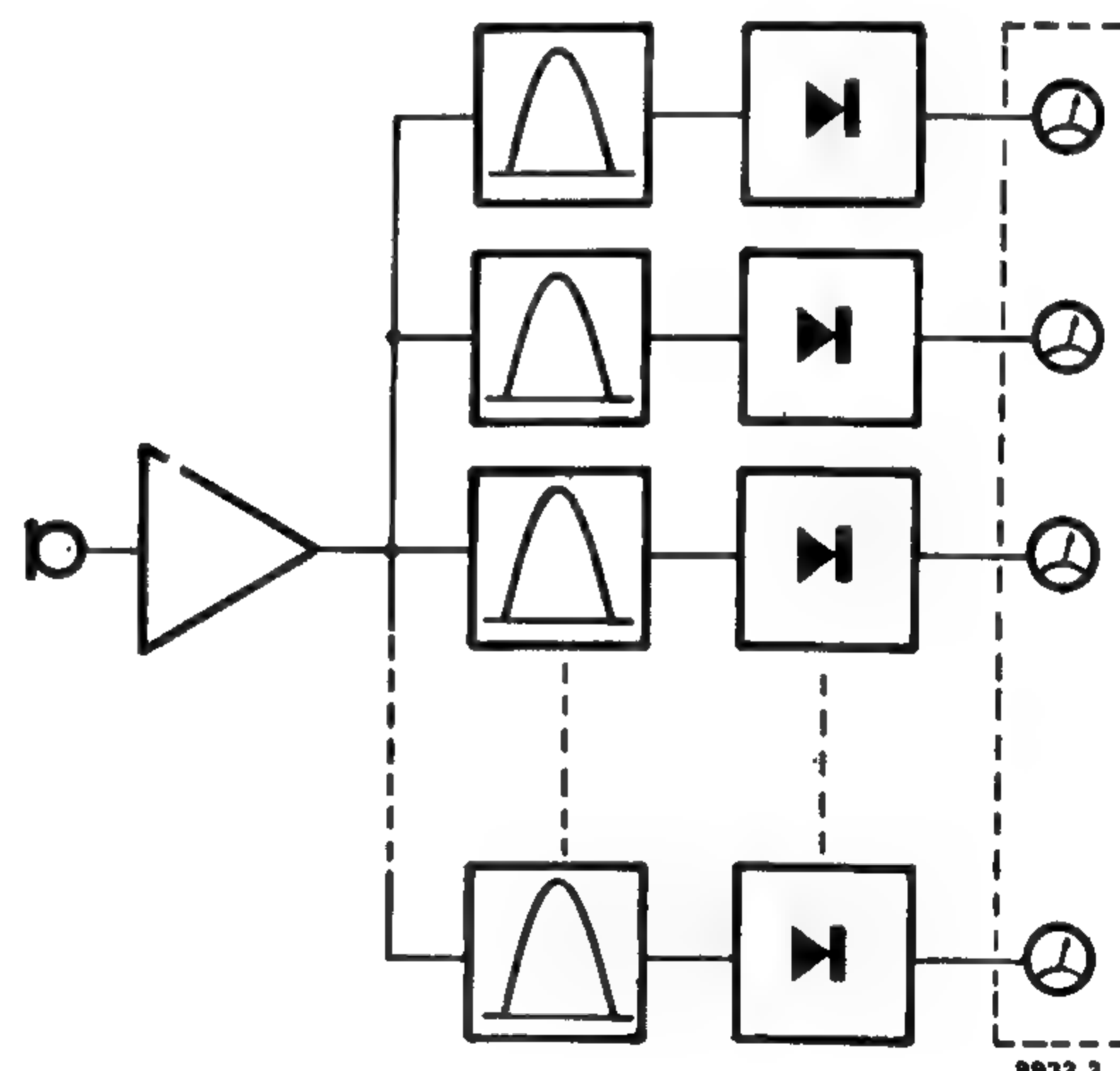


Figura 2. Esquema sinóptico de analizador en tiempo real.

mico precisamente. El medidor de bolsillo de la figura 2 junto con el generador de ruido apropiado, viene a costar alrededor de unas 150.000 ptas; ¡y esto sólo es una fracción de lo que cuestan sus «hermanos mayores»! Sin embargo, con sólo eliminar el término «tiempo real» de la características del aparato y buscar un visualizador algo menos lujoso pero igualmente efectivo, el precio del analizador puede quedar al alcance de cualquier aficionado.

El audio-analizador de Elektor

La diferencia fundamental entre el analizador en tiempo real y la solución propues-

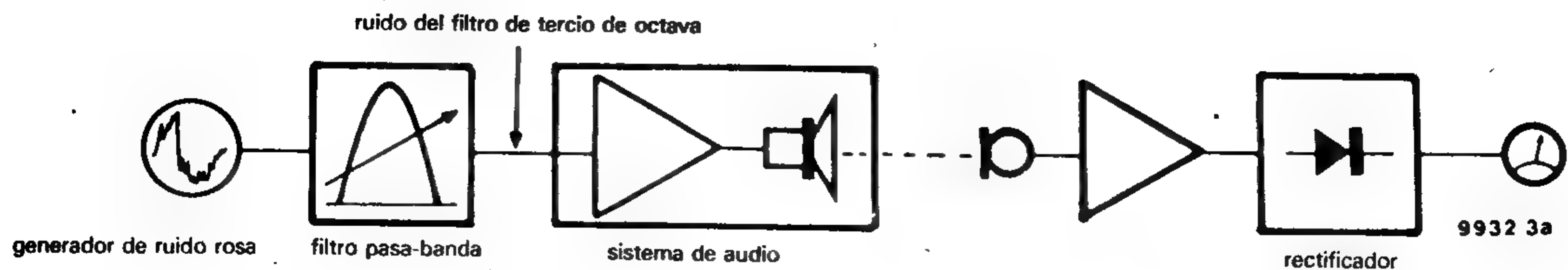
ventaja de este sistema es que el equipo de audio transmite la totalidad de la banda pasante mientras que para la medida sólo se utiliza una pequeña fracción del ruido rosa. En virtud de lo anterior, se ve claramente que la mejor solución es la de la figura 3c, si bien el costo y la complejidad de realización de los filtros pasabanda sincronizados representa un obstáculo de cierta importancia, lo cual nos hace decidimos por una de las soluciones anteriores.

Los componentes básicos de un analizador de este tipo se pueden resumir en:

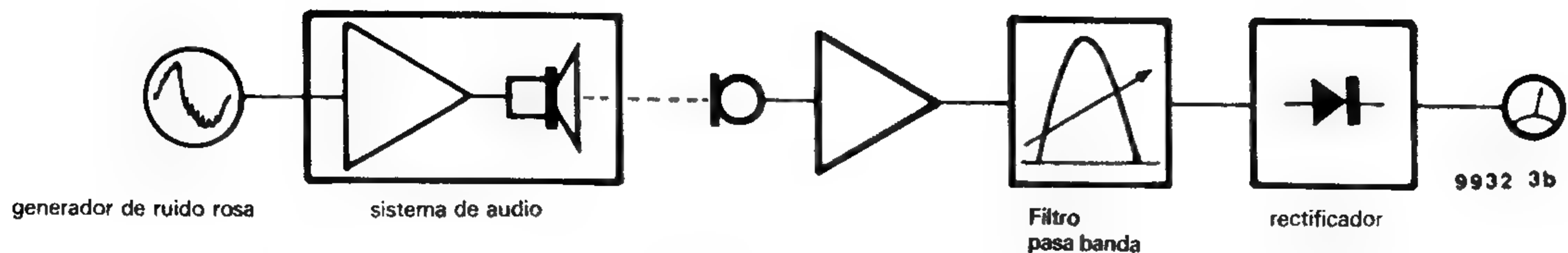
- Un generador de ruido rosa.
- Un filtro pasabanda de frecuencia variable (continuamente o por pasos).
- Un circuito rectificador.

3

a



b



c

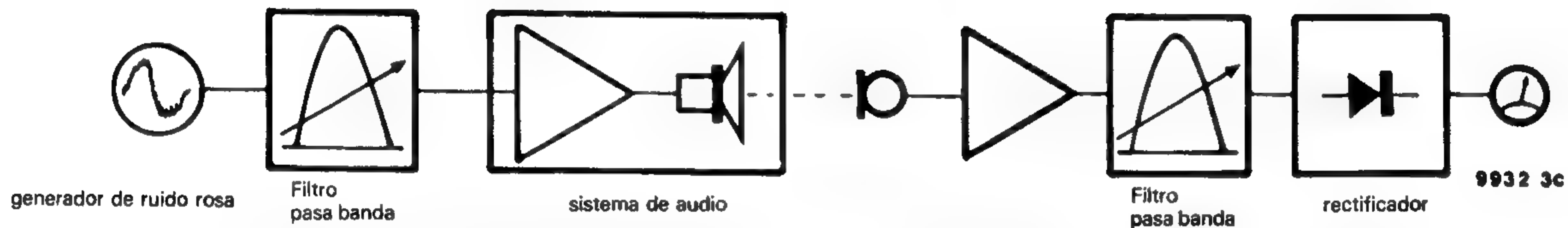


Figura 3. Variantes que se presentan a la hora de diseñar el sistema. Hemos optado por las dos primeras debido a su sencillez y bajo costo, aunque el ideal sería el esquema del apartado c.

4a

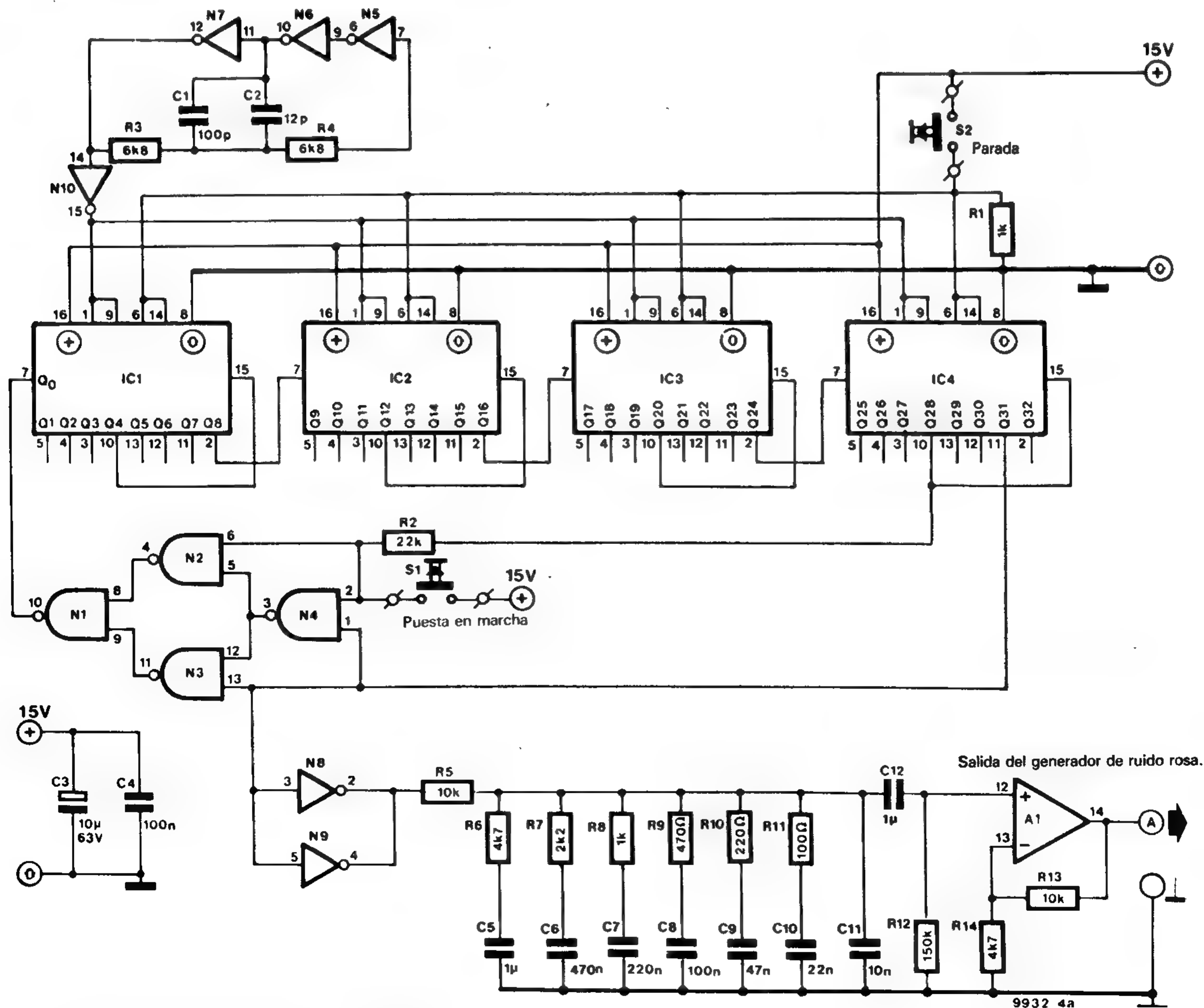
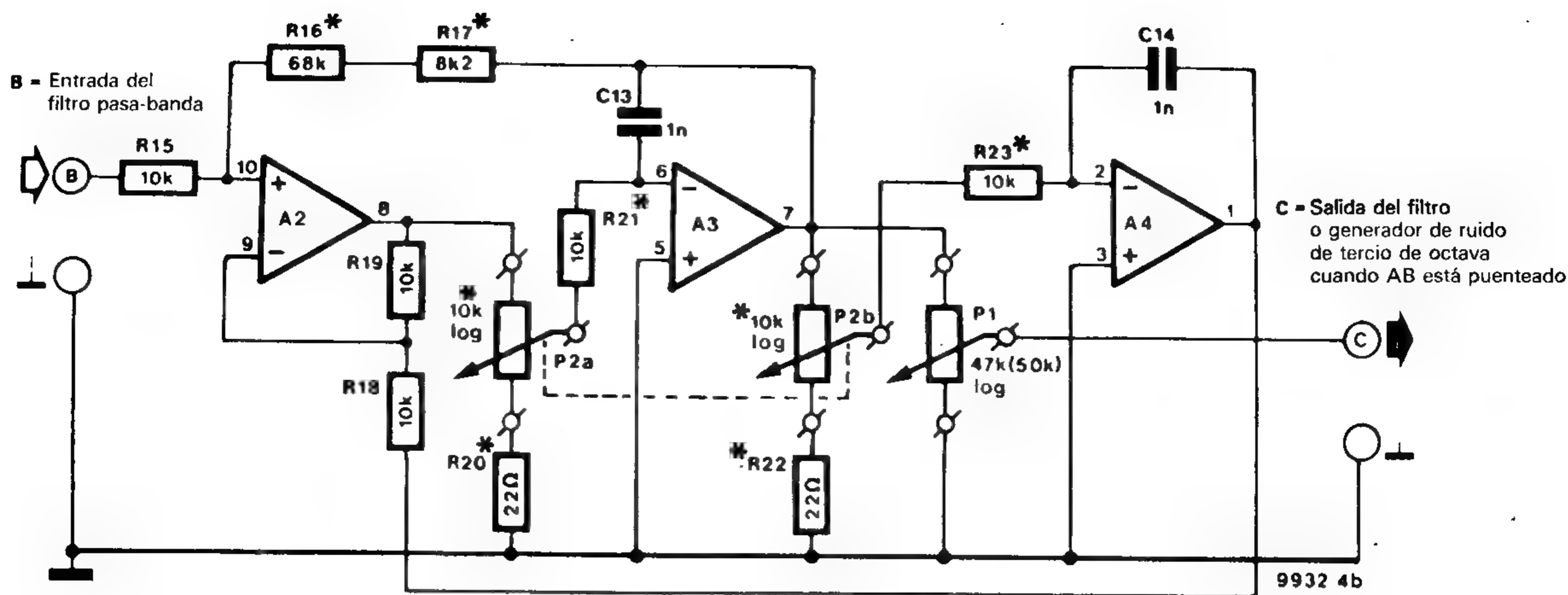


Figura 4a. Generador de ruido rosa del analizador.

4b



* Ver tabla 2

Figura 4b. Filtro pasabanda del analizador.

— Un sistema de visualización (indicador).

— Un micrófono de medida, preferiblemente con preamplificador.

En lo que concierne a la elección del micrófono, es evidente que la respuesta en frecuencia del mismo ha de ser marcadamente lineal, de lo contrario la precisión de la medida realizada sería muy baja, proporcionándonos una imagen falsa del recinto y equipo de audio bajo prueba. Por estas razones, es importante dotar al sistema de un micrófono con una calidad razonablemente buena. Desde luego lo ideal sería disponer de un verdadero micrófono de medida, pero esto queda fuera de las posibilidades de los aficionados y por otra parte, no es imprescindible.

Como visualizador se empleará un multímetro cualquiera. Se ha elegido este sistema por ser un instrumento común en el laboratorio de todo aficionado. El resto del circuito se muestra en las figuras 4a (generador de ruido), 4b (filtro pasabanda), 4c (circuito rectificador).

Generador de ruido

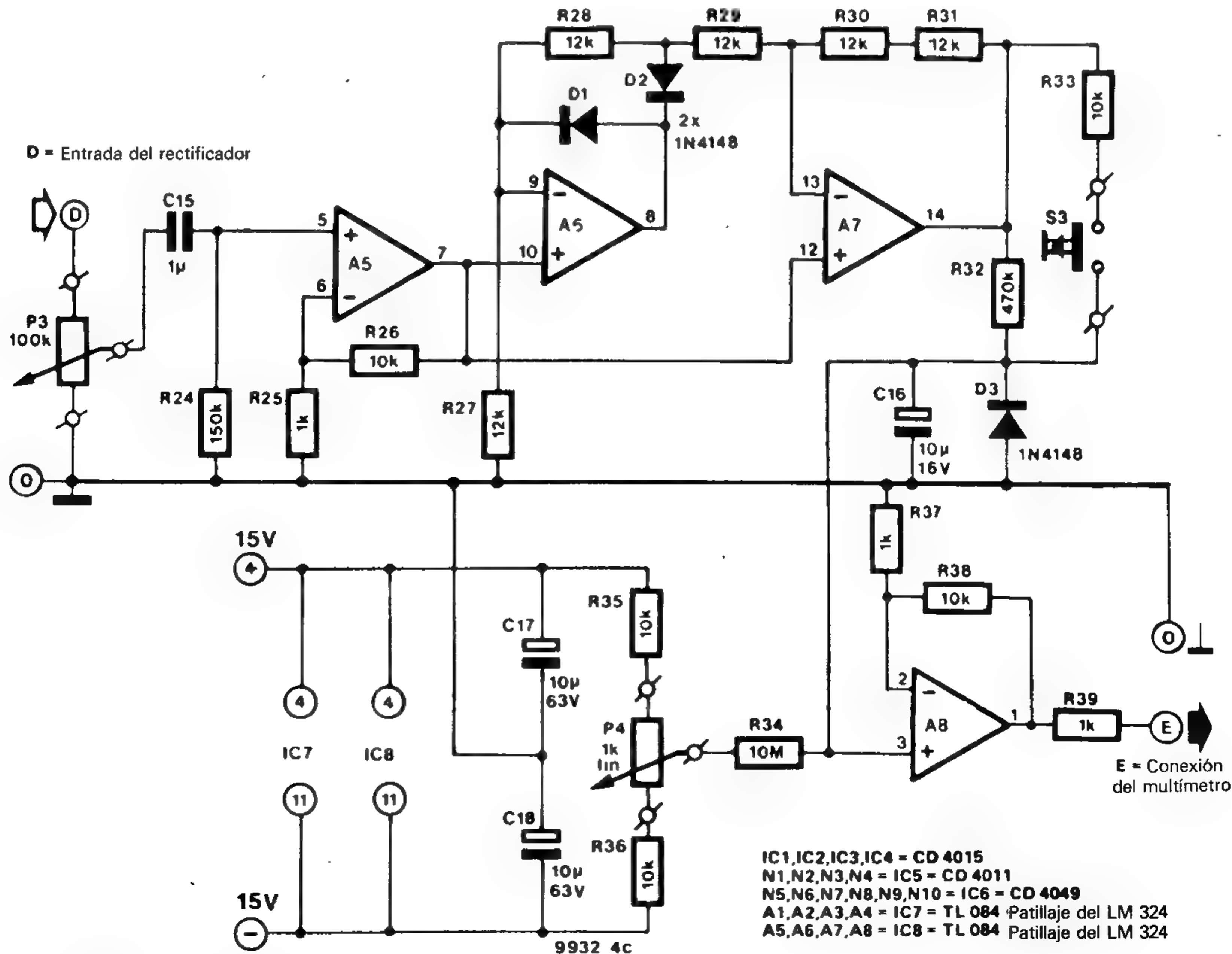
Como puede verse en el circuito de la figura 4a, el ruido rosa se produce mediante un generador secuencial binario, pseudoaleatorio, cuya longitud de ciclo es superior a lo normal. Esta característica asegura que el ruido generado posee una gran densidad espectral, evitando así la característica pe-

riódica de otros generadores que recuerda a las máquinas de vapor (debido a la reducida duración de su ciclo).

La capacidad del registro de desplazamiento (IC1... IC4) es de 31 bits, y la frecuencia de reloj (N5... N7, C1, C2, R3, R4) es de aproximadamente 500 kHz., con lo que el tiempo total del ciclo es alrededor de una hora y cuarto!

La realimentación EXOR se hace a través de las puertas N1... N4. En lugar de un circuito de puesta a cero, nuestro generador posee dos pulsadores, uno de puesta en marcha y otro de parada. El primero de ellos (pulsador S1) aplica un «1» lógico a la entrada del registro Q₀ (patilla 7 de IC1), y tiene como consecuencia la entrada en funcionamiento del reloj. El pulsador S2 (pa-

4c



IC1, IC2, IC3, IC4 = CD 4015
N1, N2, N3, N4 = IC5 = CD 4011
N5, N6, N7, N8, N9, N10 = IC6 = CD 4049
A1, A2, A3, A4 = IC7 = TL 084 Patillaje del LM 324
A5, A6, A7, A8 = IC8 = TL 084 Patillaje del LM 324

Figura 4c. Circuito rectificador y amplificador.

rada), permite interrumpir la generación de ruido, sin necesidad de cortar la tensión de alimentación, lo que a menudo es imprescindible. La salida de ruido blanco se toma de la patilla 11 (Q₃₁) del registro de desplazamiento y se lleva a un filtro de ruido rosa (R5... R11 y C5... C11), tras lo cual es amplificada por el operacional A1.

Filtro pasabanda

El circuito del filtro pasabanda se muestra en la figura 4. Se trata de un filtro de tercer orden (18 db/oct.). La salida del filtro se puede variar mediante el potenciómetro P1. La frecuencia central del filtro puede ajustarse entre 40 Hz. y 16 kHz., mediante el potenciómetro estéreo P2a/P2b. Otra solución es sustituir este potenciómetro por un conmutador de dos circuitos y algunas resistencias y así disponer de frecuencias fijas. Esta versión del circuito se muestra en la figura 6. Las resistencias R20 y R22 se eliminan y se sustituyen por puentes. Obsérvese, que el valor de R23 y R21 es diferente en este caso y que además, se añaden dos nuevas resistencias (R40 y R41). En la tabla adjunta se dan los valores de las resistencias (Rx) para las frecuencias centrales según la norma ISO (tabla 2).

Circuito rectificador

El tratamiento ulterior de la señal captada por el micrófono es de una importancia decisiva para los resultados de la medida. Cuando se utiliza el ruido rosa como señal de prueba, junto con filtros de factor Q constante (anchura de banda de 1 ó 1/3 de octava), la medida debería hacerse sobre el valor eficaz (RMS) de la señal captada. Desafortunadamente esto no es tan sencillo, sin embargo existe una alternativa razonablemente simple (conocida como medida modular del valor media) que consiste en una rectificación de las dos alternancias de la señal de ruido. A la entrada del circuito se encuentra un filtro RC paso bajo. El circuito rectificador está formado por los amplificadores operacionales A5... A8 (de

Tabla 2

Frecuencia central	Anchura relativa de la banda	Rx (fig. 5)	R16	R17
Hz	(Octavas)	Ω	Ω	Ω
31,5	1/1	$2\Omega 2 + 2\Omega 2$	18 k	Puente
31,5	1/3	$2\Omega 2 + 2\Omega 2$	68 k	8k2
40	1/3	$5\Omega 6$	68 k	8k2
50	1/3	$4\Omega 7 + 2\Omega 2$	68 k	8k2
63	1/1	$4\Omega 7 + 3\Omega 9$	18 k	Puente
63	1/3	$4\Omega 7 + 3\Omega 9$	68 k	8k2
80	1/3	$10 \Omega + 1\Omega 2$	68 k	8k2
100	1/3	$10 \Omega + 3\Omega 9$	68 k	8k2
125	1/1	$12 \Omega + 5\Omega 6$	18 k	Puente
125	1/3	$12 \Omega + 5\Omega 6$	68 k	8k2
160	1/3	22Ω	68 k	8k2
200	1/3	$27 \Omega + 1\Omega 8$	68 k	8k2
250	1/1	$33 \Omega + 2\Omega 2$	18 k	Puente
250	1/3	$33 \Omega + 2\Omega 2$	68 k	8k2
315	1/3	$22 \Omega + 22 \Omega$	68 k	8k2
400	1/3	56Ω	68 k	8k2
500	1/1	$68 \Omega + 3\Omega 3$	18 k	Puente
500	1/3	$68 \Omega + 3\Omega 3$	68 k	8k2
630	1/3	$82 \Omega + 2\Omega 2$	68 k	8k2
800	1/3	$100 \Omega + 18 \Omega$	68 k	8k2
1000	1/1	$100 \Omega + 47 \Omega$	68 k	8k2
1000	1/3	$100 \Omega + 47 \Omega$	68 k	8k2
1250	1/3	$120 \Omega + 68 \Omega$	68 k	8k2
1600	1/3	$220 \Omega + 27 \Omega$	68 k	8k2
2000	1/1	$270 \Omega + 47 \Omega$	18 k	Puente
2000	1/3	$270 \Omega + 47 \Omega$	68 k	8k2
2500	1/3	$390 \Omega + 18 \Omega$	68 k	8k2
3150	1/3	$470 \Omega + 68 \Omega$	68 k	8k2
4000	1/1	$680 \Omega + 47 \Omega$	18 k	Puente
4000	1/3	$680 \Omega + 47 \Omega$	68 k	8k2
5000	1/3	$820 \Omega + 150 \Omega$	68 k	8k2
6300	1/3	$1 k + 390 \Omega$	68 k	8k2
8000	1/1	$1k8 + 330 \Omega$	18 k	Puente
8000	1/3	$1k8 + 330 \Omega$	68 k	8k2
10.000	1/3	$3k3 + 390 \Omega$	68 k	8k2
12.500	1/3	$5k6 + 1 k$	68 k	8k2
16.000	1/1	$39 k + 1k2$	18 k	Puente
16.000	1/3	$39 k + 1k2$	68 k	8k2

5

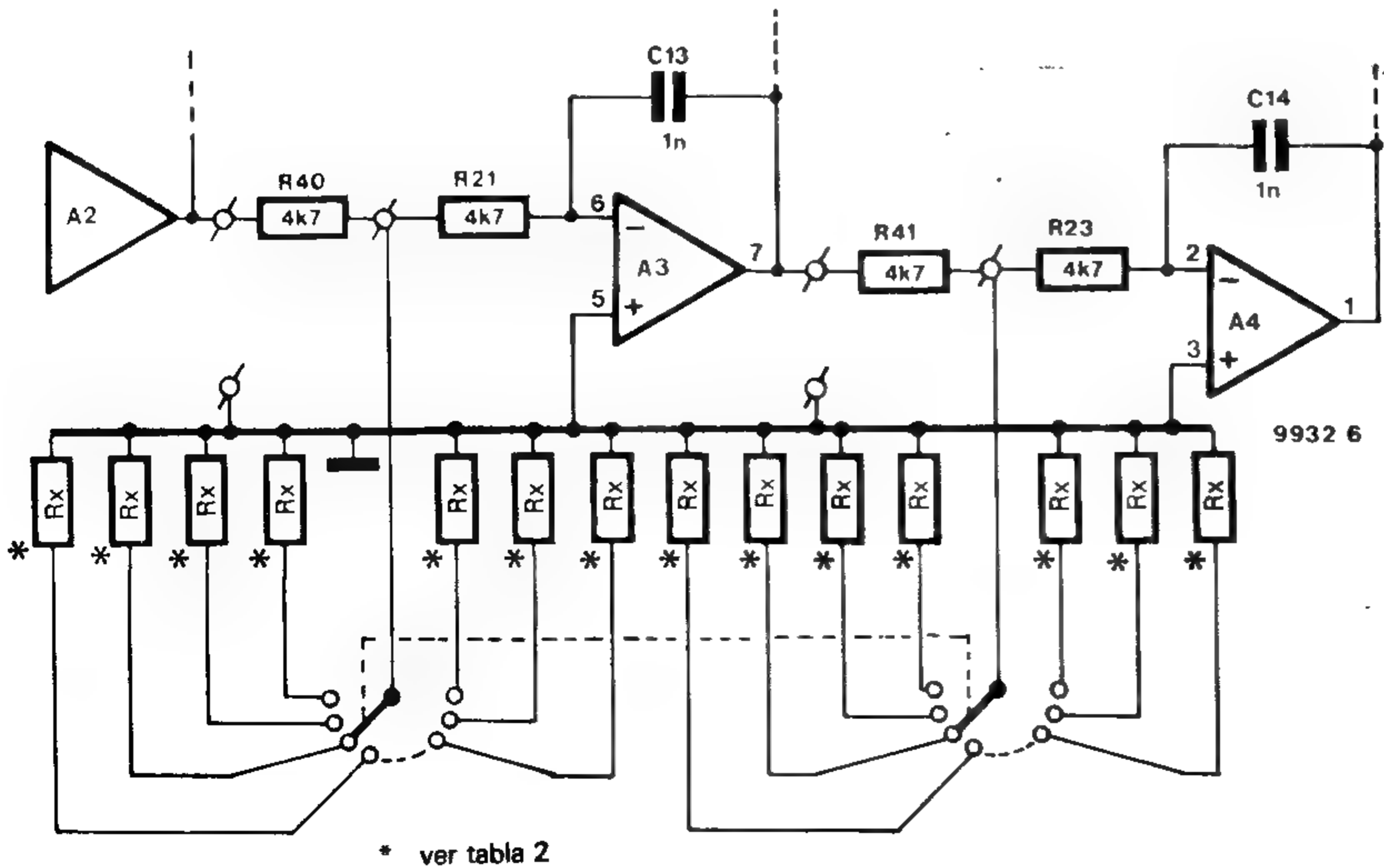


Figura 5. Modificación del filtro pasa banda para obtener una conmutación de frecuencias en lugar de variación continua de la frecuencia.

IC8). Al potenciómetro que regula el volumen de entrada, le sigue una etapa amplificadora y el rectificador propiamente dicho (compuesto por A6, A7, R27... R31 y D1, D2).

El condensador C16 presenta un tiempo de carga y descarga idéntico, debido a su conexión co la salida de baja impedancia de A7 a través de la resistencia R32, y es por esta razón que la tensión en bornas del condensador es igual al valor medio de la tensión de ruido rectificado. El tiempo que dura el almacenamiento de la tensión en el condensador viene determinado por la constante de tiempo RC de R32·C16. Finalmente, la señal pasa por la etapa amplificadora A8 y a continuación se visualiza en el medidor. Hemos dispuesto un circuito de compensación de derivas (offset) para poder calibrar con precisión el instrumento de medida.

Construcción

La placa de circuito impreso se muestra en la figura 6, y agrupa a los circuitos de las figuras 4a, 4b, 4c. Como se dijo en un prin-

6

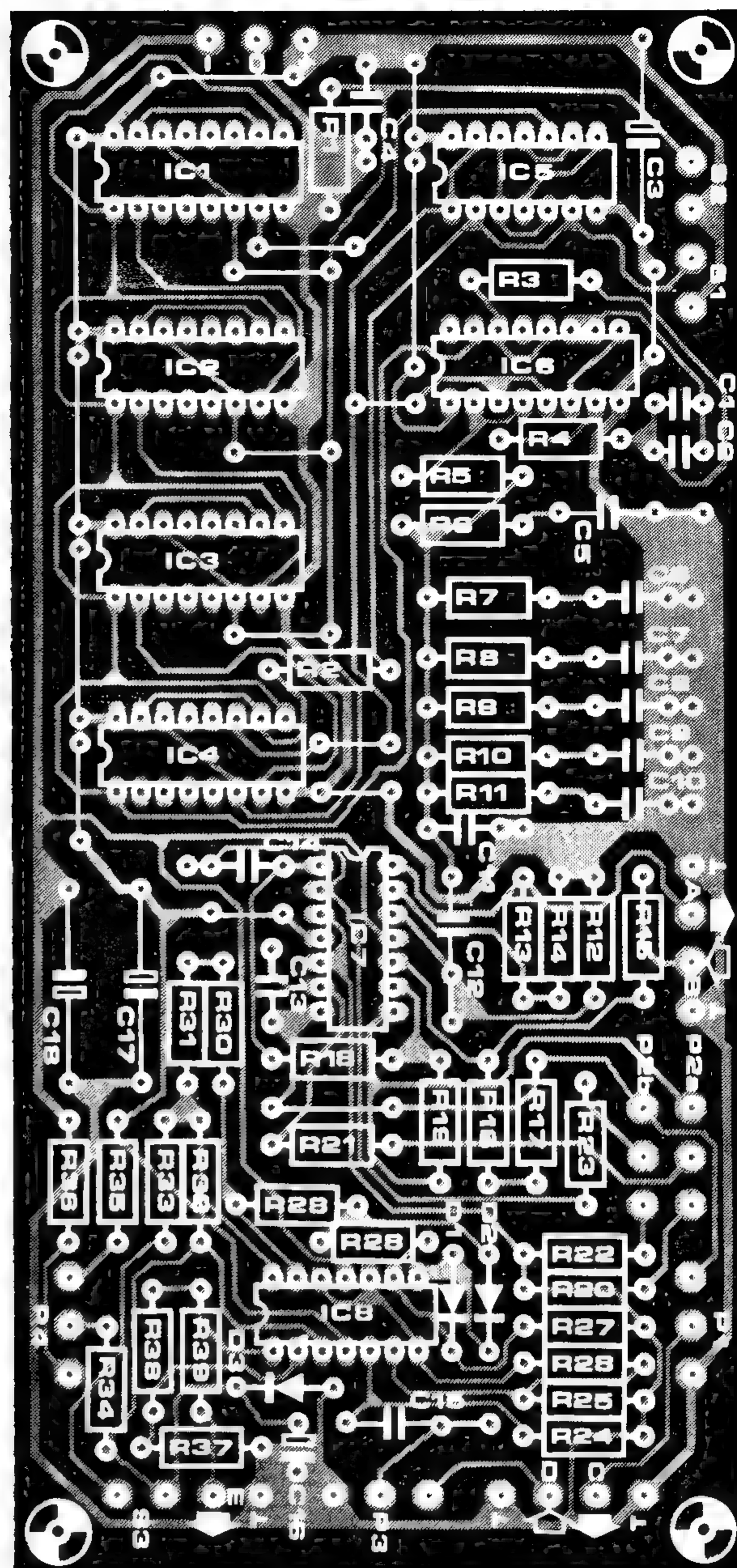
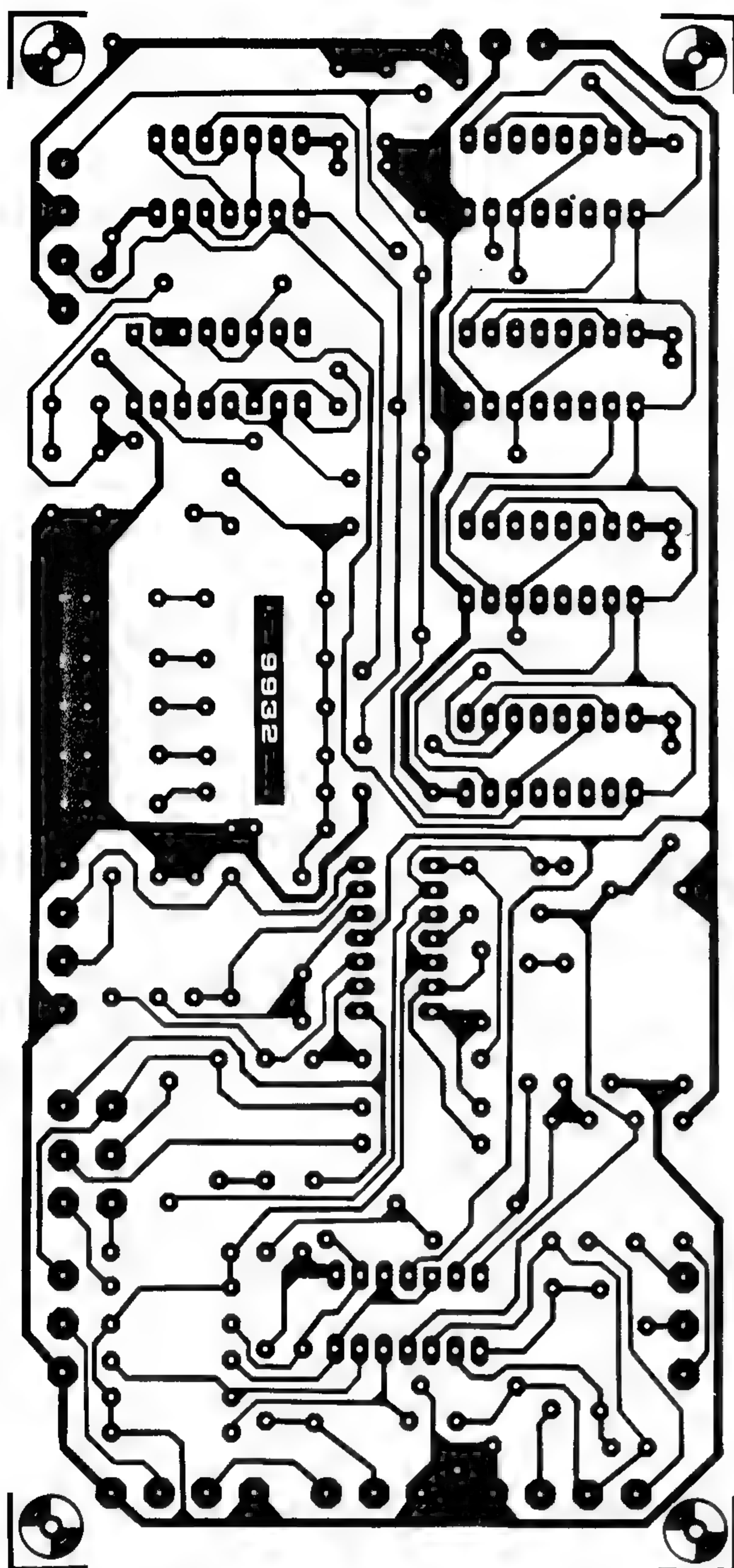


Figura 6. Circuito impreso y disposición de componentes para los circuitos de las figuras 4a, 4b, 4c.

Lista de componentes

Resistencias

R1, R8, R25, R37, R39 = 1 k
 R2 = 22 k
 R3, R4 = 6k8
 R5, R13, R15, R18, R19, R21, R23,
 R26, R33, R35, R36, R38 = 10 k
 R6, R14 = 4k7
 R7 = 2k2
 R9 = 470 Ω
 R10 = 220 Ω
 R11 = 100 Ω
 R12, R24 = 150 k
 R16 = 68 k
 R17 = 8k2
 R20, R22 = 22 Ω
 R27, R28, R29, R30, R31 = 12 k
 R32 = 470 k
 R34 = 10 M
 P1 = 47 k (50 K) log
 P2a/P2b = 10 k log doble
 P3 = 100 k log
 P4 = 1 k lin

Condensadores

C1 = 100 p
 C2 = 12 p
 C3, C17, C18 = 10 μ /25V
 C4, C8 = 100 n
 C5, C12, C15 = 1 μ MKM
 C6 = 470 n
 C7 = 220 n
 C9 = 47 n
 C10 = 22 n
 C11 = 10 n
 C13, C14 = 1 n
 C16 = 10 μ /35 V tántalo

Semiconductores

IC1, IC2, IC3, IC4 = 4015
 IC5 = 4011
 IC6 = 4049
 IC7, IC8 = TL 084 (Texas
 Instruments) DIL
 D1, D2, D3 = 1N4148

Varios:

S1, S2, S3 = Pulsador (contacto abierto en reposo)

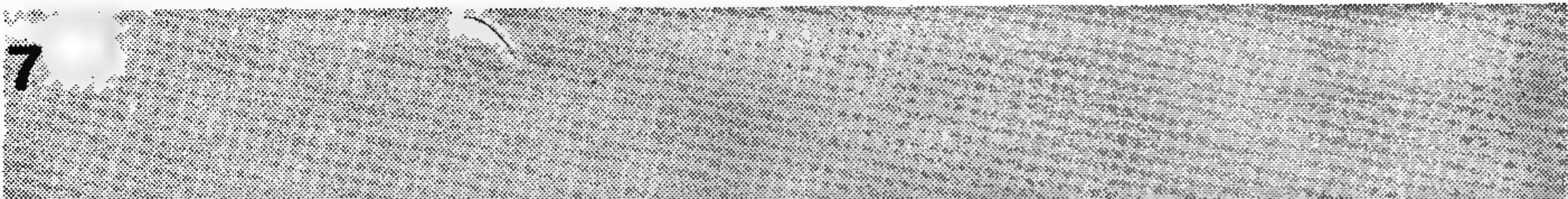
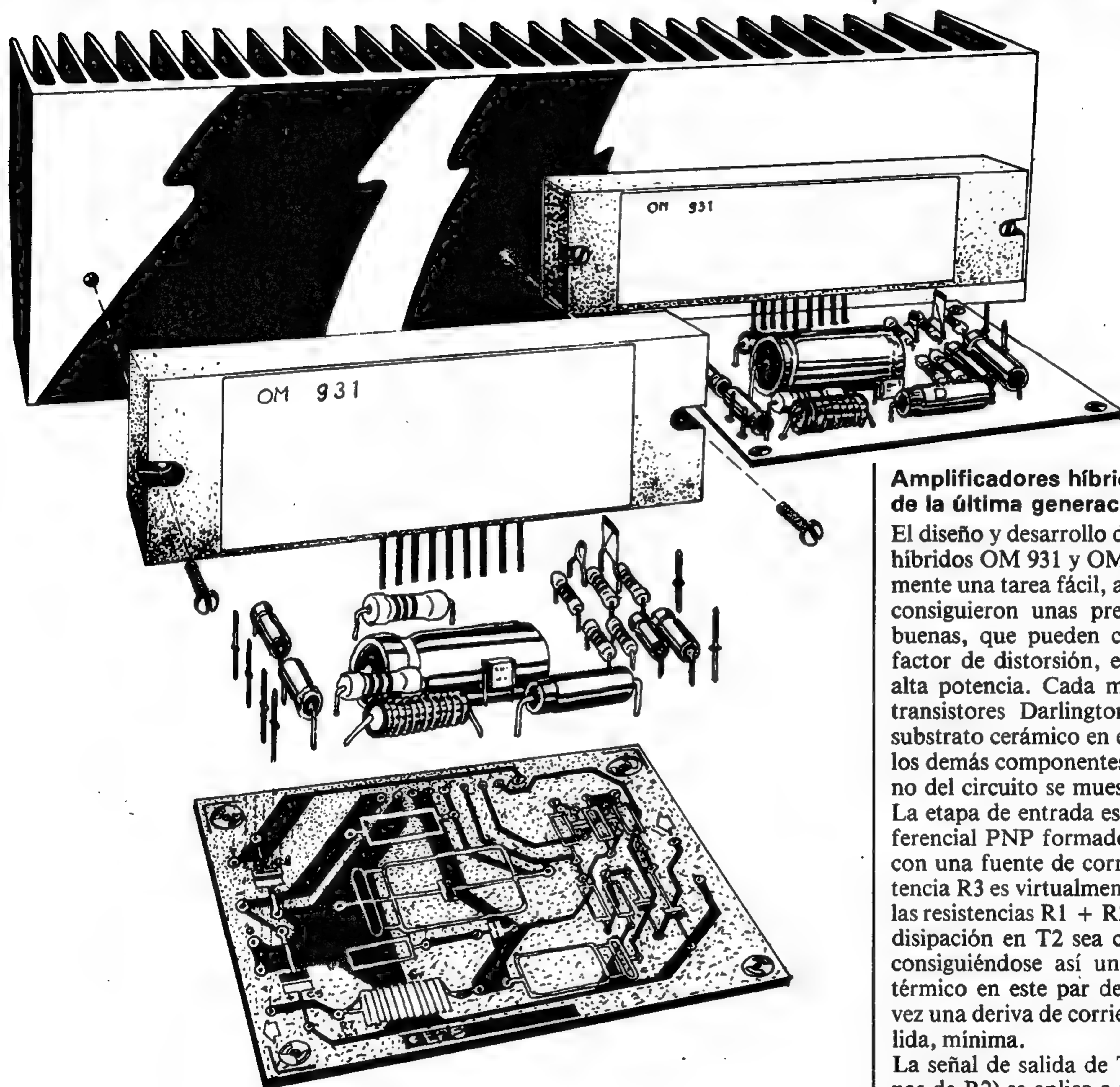


Figura 7. Prototipo del analizador de audio.

topamp

En cierto sentido, es sorprendente que la publicidad aún no haya introducido la expresión «módulo de potencia ®» para caracterizar las etapas de salida en los amplificadores de audio de medio y bajo precio; sin embargo, es preciso admitir que una buena parte de éstos incorporan etapas de salida con amplificadores híbridos.

Recientemente ha aparecido una nueva generación de amplificadores híbridos de alta calidad y gran estabilidad térmica, que permiten obtener etapas de salida de excelentes prestaciones como veremos a continuación.



Amplificadores híbridos de la última generación

El diseño y desarrollo de los amplificadores híbridos OM 931 y OM 961 no fue precisamente una tarea fácil, aunque finalmente se consiguieron unas prestaciones realmente buenas, que pueden concretarse en: bajo factor de distorsión, estabilidad térmica y alta potencia. Cada módulo contiene dos transistores Darlington a la salida y un substrato cerámico en el que van montados los demás componentes. El diagrama interno del circuito se muestra en la figura 1.

La etapa de entrada es un amplificador diferencial PNP formado por T1 y T2 junto con una fuente de corriente (T3). La resistencia R3 es virtualmente igual a la suma de las resistencias R1 + R2, lo cual hace que la disipación en T2 sea casi igual a la de T1 consiguiéndose así un perfecto equilibrio térmico en este par de transistores, y a la vez una deriva de corriente continua a la salida, mínima.

La señal de salida de T1 (presente en bornas de R2) se aplica a una etapa tampón o buffer (T4) y a continuación ataca al excitador (T5). El condensador C1 asegura la compensación en frecuencia, sin embargo, su valor es inferior al que normalmente se suele utilizar debido a que el circuito de corrección de frecuencia utilizado es poco común (figura 2).

La corriente de polarización de la etapa de salida queda determinada por T6, P1, P11 y R12. Esta etapa de salida se compone de dos transistores Darlington T9 + T10 y T11 + T12. La resistencia R12 se incluye en el circuito para contrarrestar las variaciones de polarización debidas a fluctuaciones en la alimentación. Como puede verse en la figura 2, un condensador electrolítico está conectado entre la salida (patillas 3 y 4) y la patilla 8. Esto proporciona una amplificación con una cierta realimentación (bootstrapping), la cual hace que la impedancia de colector «vista» por

hifi híbrido

Aunque llevan un cierto tiempo en el mercado, los amplificadores híbridos modulares han saltado nuevamente a la actualidad, debido al espectacular avance tecnológico experimentado por estos componentes en los últimos tiempos, lo cual ha hecho posible su incorporación en equipos comerciales de alta fidelidad. Un ejemplo de ello son los dos nuevos amplificadores híbridos de audio presentados por Philips, el OM 931 y OM 961 cuyas potencias de salida son de 30 y 60 vatios «limpios» respectivamente, sobre 4 ó 8 ohmios. En este artículo abordamos la realización de un amplificador de HIFI utilizando los módulos de Philips citados anteriormente.

1

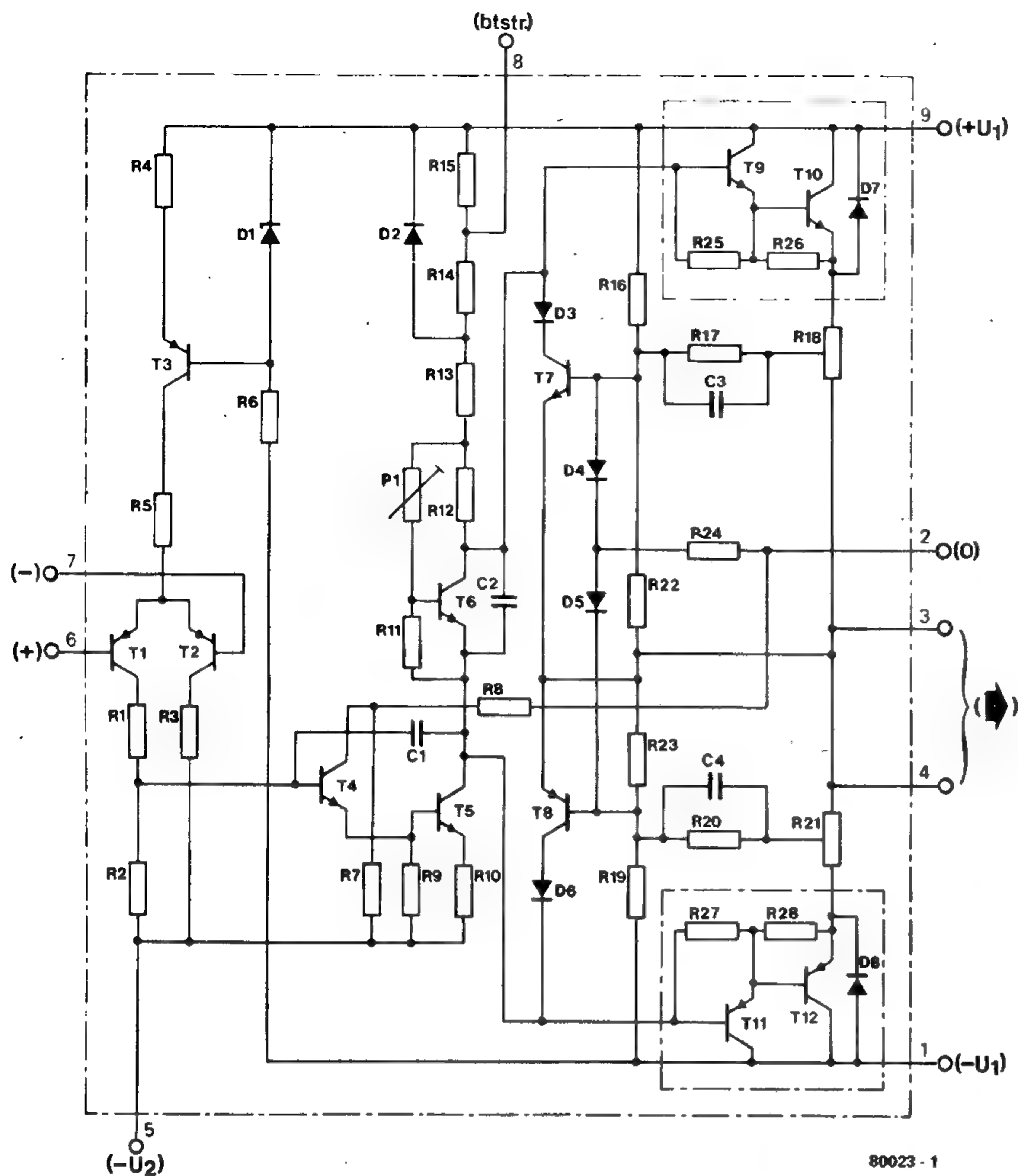


Figura 1. Circuito interno de los módulos amplificadores de potencia OM 931 y OM 961.

Tabla 1
Características de los módulos OM 931 y OM 961

		OM931	OM961
tensión de alimentación	± 23 V	± 26 V	± 31 V
corriente de reposo	80 mA	80 mA	100 mA
potencia de salida, 4 Ω ⁽¹⁾	30 W	—	60 W
potencia de salida, 8 Ω ⁽¹⁾	—	30 W	—
nivel de recorte para 1 kHz, 4 Ω, d = 0.7%	40 W	40 W	75 W
distorsión armónica total a 1 kHz, 1 W	0.02%	0.02%	0.02%
sensibilidad de entrada	0.7 V _{RMS}	1.0 V _{RMS}	1.4 V _{RMS}
impedancia de entrada		10 k	
ganancia en bucle abierto		80 dB (10,000 x)	
ganancia en bucle cerrado		24 dB (15.7 x)	
factor de realimentación		56 dB (630 x)	
respuesta en frecuencia a 10 dB, por debajo de la potencia máxima		30 ... 40,000 Hz -1 dB	
relación señal/ruido a 5 mW de salida		75 dB	
relación señal/ruido con la máxima potencia de salida		> 102 dB	
tensión continua de deriva en la salida (offset)		± 20 mV	
rechazo del rizado de la fuente de alimentación		> 65 dB	
impedancia de salida		4 y 8 Ω	
tensión de alimentación máxima	OM931	± 40 V	
	OM961	± 45 V	
temperatura máxima de la cápsula		95°C	

NOTA (1): para una distorsión armónica total ≤ 0,2% para las frecuencias comprendidas entre 20 Hz y 20 kHz (normas FTC).

T5 sea mucho mayor que el conjunto de resistencia R13 + R14 + R15, con lo que obtenemos una alta ganancia en bucle abierto. La realimentación de la que acabamos de hablar puede acarrear serios problemas si no se toman las debidas precauciones en el diseño. Si se omite el diodo D2, pueden ocurrir varias cosas y todas ellas poco agradables, por ejemplo, si bien la tensión en la patilla 8 puede alcanzar fácilmente valores superiores a la tensión positiva de alimentación, sin la presencia de D2 la tensión en la base de T9 no alcanzará un valor superior en 0,5V a la alimentación positiva, con lo que T9 estará en saturación. Si tenemos en cuenta que el recorte («descrestamiento») producido por la saturación de T9 es bastante molesto (el tiempo de recuperación, realmente largo, conduce a una distorsión audible), parece una buena idea el conseguir que el recorte se produzca en algún punto anterior del circuito (aún si con ello es preciso sacrificar unos cientos de milivoltios de la tensión de salida a plena potencia), supuesto, claro está, que de esta forma se consiga un menor tiempo de recuperación. Sin embargo, la solución ideal la proporciona el circuito bootstrap: se trata de dividir la resistencia serie en dos elementos (R13 y R14) y conectar el punto común a la tensión positiva de alimentación a través de un diodo (D2). El valor de estas resistencias se calcula de forma que D2 se haga conductor con una señal ligeramente inferior a la que hace que la pareja de transistores T9 + T10 entre en saturación. Cuando D2 entra en conducción, el circuito bootstrap queda fuera de servicio; y la impedancia de colector de T5 lo forma el valor, relativamente bajo, de la resistencia R13, con lo que la ganancia en bucle abierto disminuye bruscamente. Se obtiene así una mejora considerable del tiempo de recuperación después que el amplificador ha entrado en la zona de recorte.

El resto de los componentes, T7, T8, R16...R24, C3, C4, D3...D8, forman básicamente el circuito de protección. Cuando este circuito se pone en funcionamiento, T7 (o T8) entra en conducción, interrumpiendo con ello la señal de ataque que llega a los Darlington de salida (T9 + T10 o T11 + T12). La tensión de base-emisor de T7 y T8 depende de la tensión y corriente de salida. Los diodos D7 y D8, tienen como misión proteger las etapas de salida contra los transitorios de tensión que podrían producirse, por ejemplo, cuando el circuito de protección entra en funcionamiento y se está trabajando sobre una carga fuertemente inductiva.

Los componentes externos

En la figura 2 se muestra el circuito amplificador de potencia que emplea el módulo híbrido OM 931 o el OM 961, tal y como lo indica Philips en sus notas de aplicación. La fuente de alimentación es doble y simétrica, razón por la cual el altavoz puede ser acoplado en continua, es decir, sin el habitual condensador electrolítico en serie con el altavoz. C5 es el condensador electrolítico de realimentación (bootstrap). C7 y R8 aseguran una carga precisa en alta frecuencia, de lo cual se beneficia ampliamente la estabilidad del sistema. L1 y R7 reducen drásticamente el efecto capacitivo de la carga (que a veces se manifiesta

2

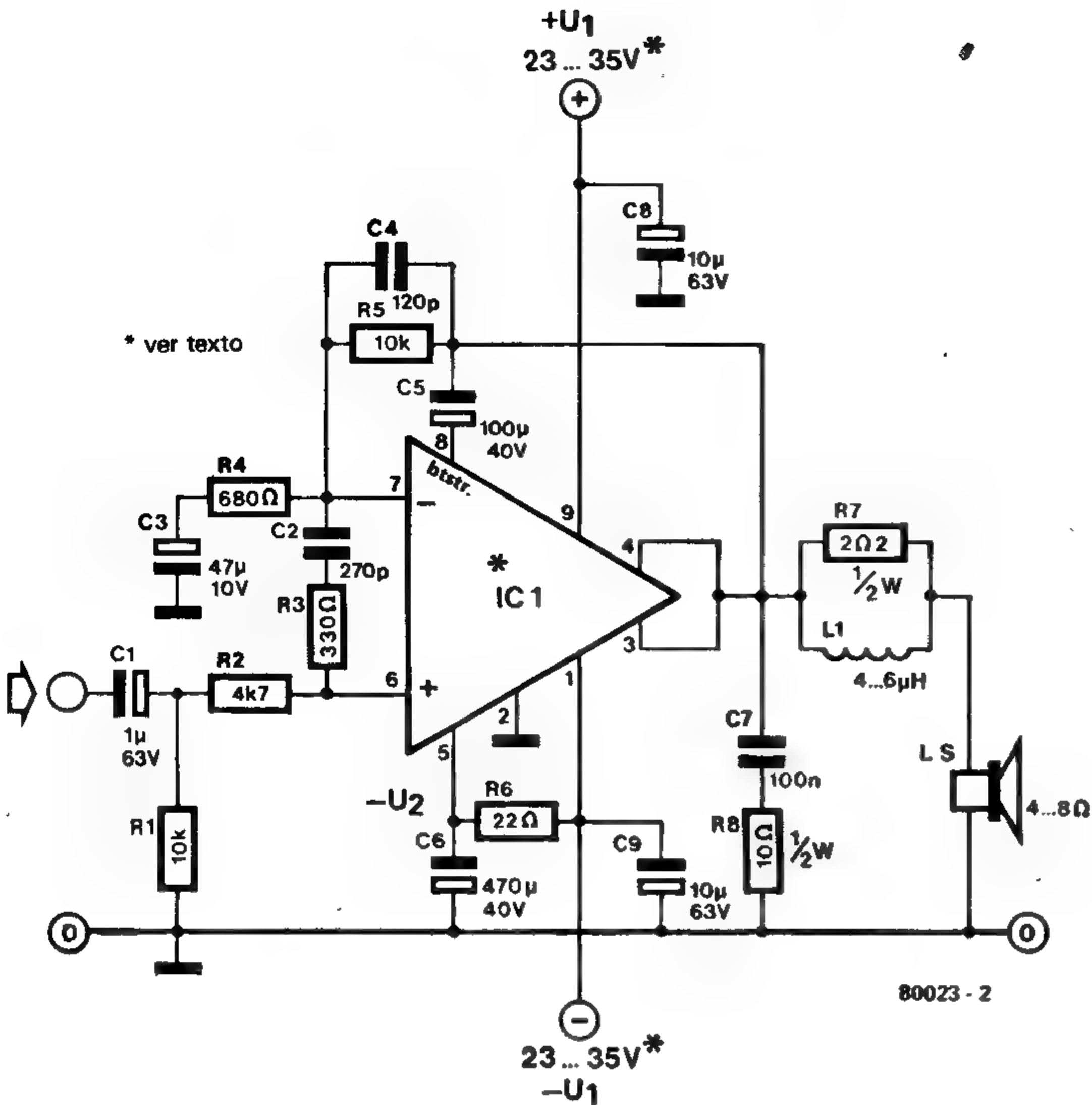


Figura 2. Circuito del amplificador de potencia sacado de las notas de aplicación de Philips, y que es válido tanto para el OM 931 como al OM 961.

Lista de componentes

Resistencias	Condensadores	Semiconductores
R1, R5 = 10 k	C1 = 1 µ/63 V	IC1 = OM931 o OM961
R2 = 4k7	C2 = 270 p	
R3 = 330 Ω	C3 = 47 µ/10 V	Varios
R4 = 680 Ω	C4 = 120 p	Refrigerador, 0.8° C/W (OM961) or 1.4° C/W (OM931)
R6 = 22 Ω	C5 = 100 µ/40 V	L1 = 4... 6 µH; 40 espiras de hilo de Cu esmaltado de 0,6 mm. sobre R7
R7 = 2Ω2/1 W	C6 = 470 µ/40 V	
R8 = 10 Ω/½ W	C7 = 100 n	
	C8, C9 = 10 µ/63 V	

por un efecto de «timbre»). La realimentación de la salida sobre la entrada inversora se realiza mediante R4 y R5, C3 y C4; C4 junto con R4 y R5 contribuye a la compensación de fase.

Una nota importante para las frecuencias de audio, la ganancia del sistema en bucle cerrado queda determinada por las resistencias R4 y R5. Más exactamente la ganancia viene expresada por la fórmula:

$$1 + \frac{R4}{R5}$$

Los componentes R2, P3 y C2 merecen una especial atención. En combinación con R1 (conectada en paralelo con la impedancia que representa el preamplificador) asegura una reducción de la ganancia en bucle abierto a partir de ciertas frecuencias. Es preciso tomar una precaución de este género para mantener estable un amplificador con realimentación; efectivamente, colocando estos componentes fuera del bucle de realimentación, se elimina el peligro de sobrecargas en el mismo. De esta forma se hace desaparecer la TIM (distorsión de intermodulación) debida a los transitorios.

En la tabla 1 se han resumido las principales características de los dos amplificadores que utilizan el circuito de la figura 2 (módulos híbridos OM 931 y OM 961). Las cifras de la tabla 1 hablan por sí mismas...

Construcción

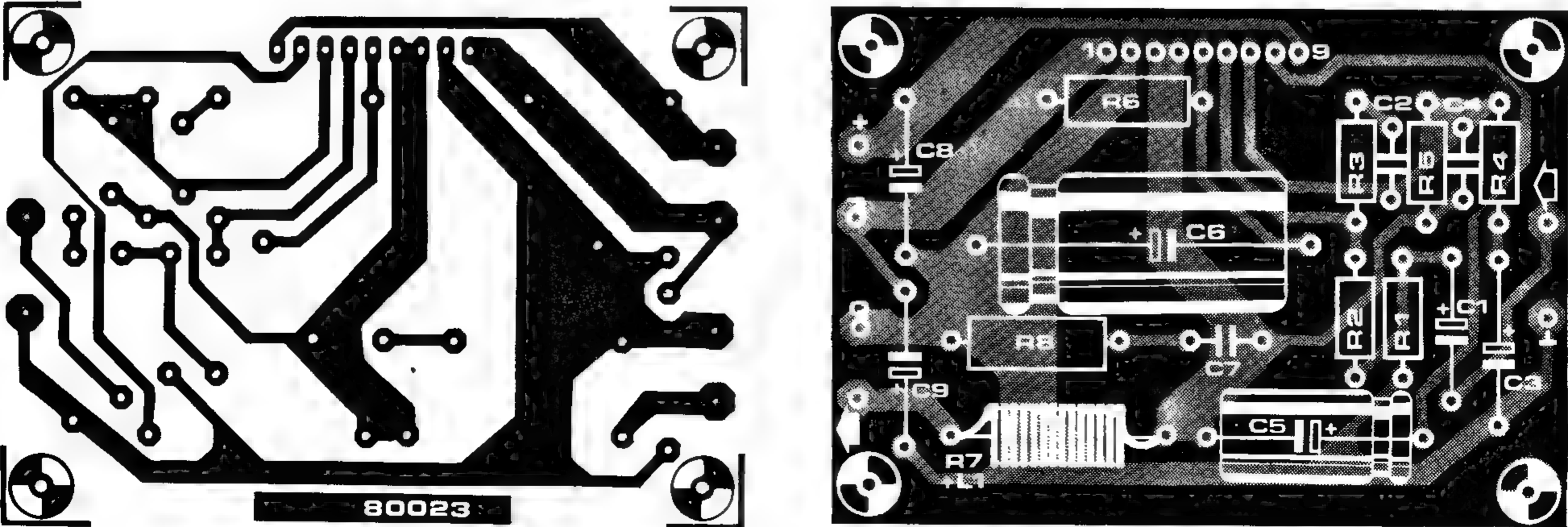
El diseño del circuito impreso se muestra en la figura 3. Con esta placa se podrá construir un amplificador monoaural (de un solo canal); para la versión estéreo serán necesarias dos placas. En la figura 4, se dan las características mecánicas del módulo híbrido.

Para montar los amplificadores híbridos (los módulos) en la placa y sobre el refrigerador es preciso que el módulo sobresalga aproximadamente 2 mm. de la placa, la cual estará casi pegada al refrigerador.

Para la versión estéreo ambos módulos pueden montarse sobre el mismo refrigerador a condición de que la resistencia térmica del mismo sea suficientemente baja.

En la tabla se dan las indicaciones relativa a las tensiones de alimentación simétricas. Es

3



4

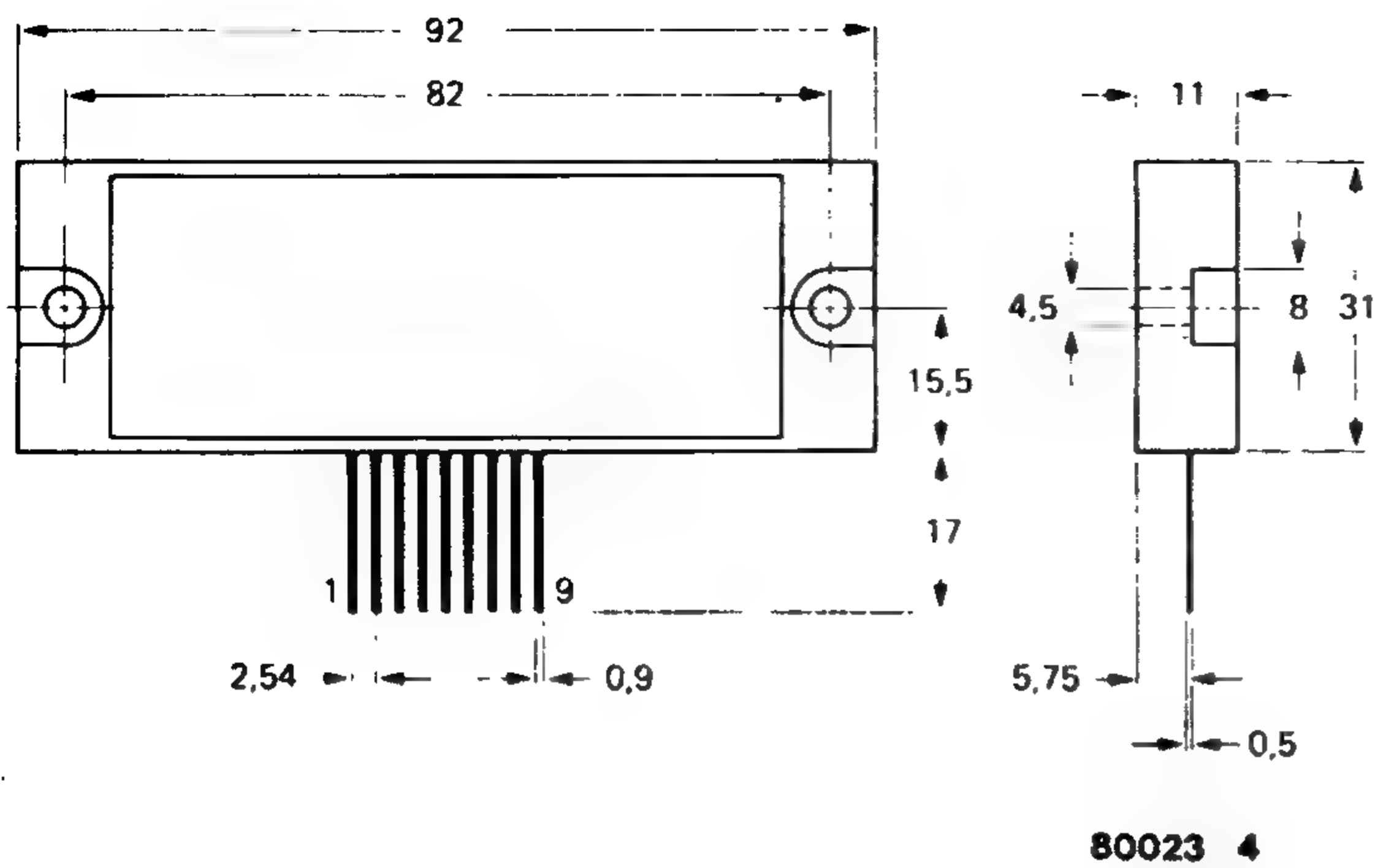


Figura 4. Características físicas del OM 931 y OM 961.

5

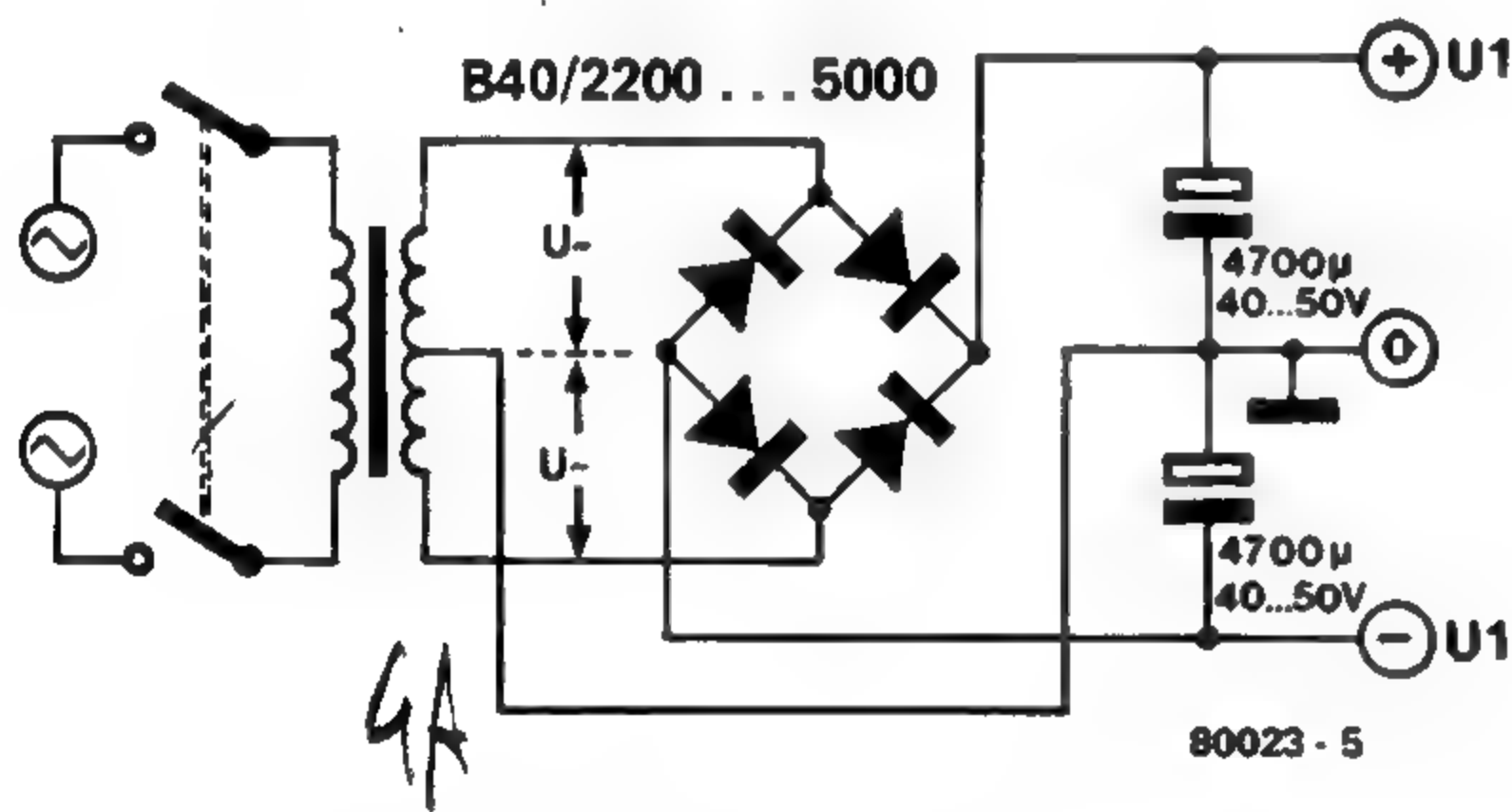
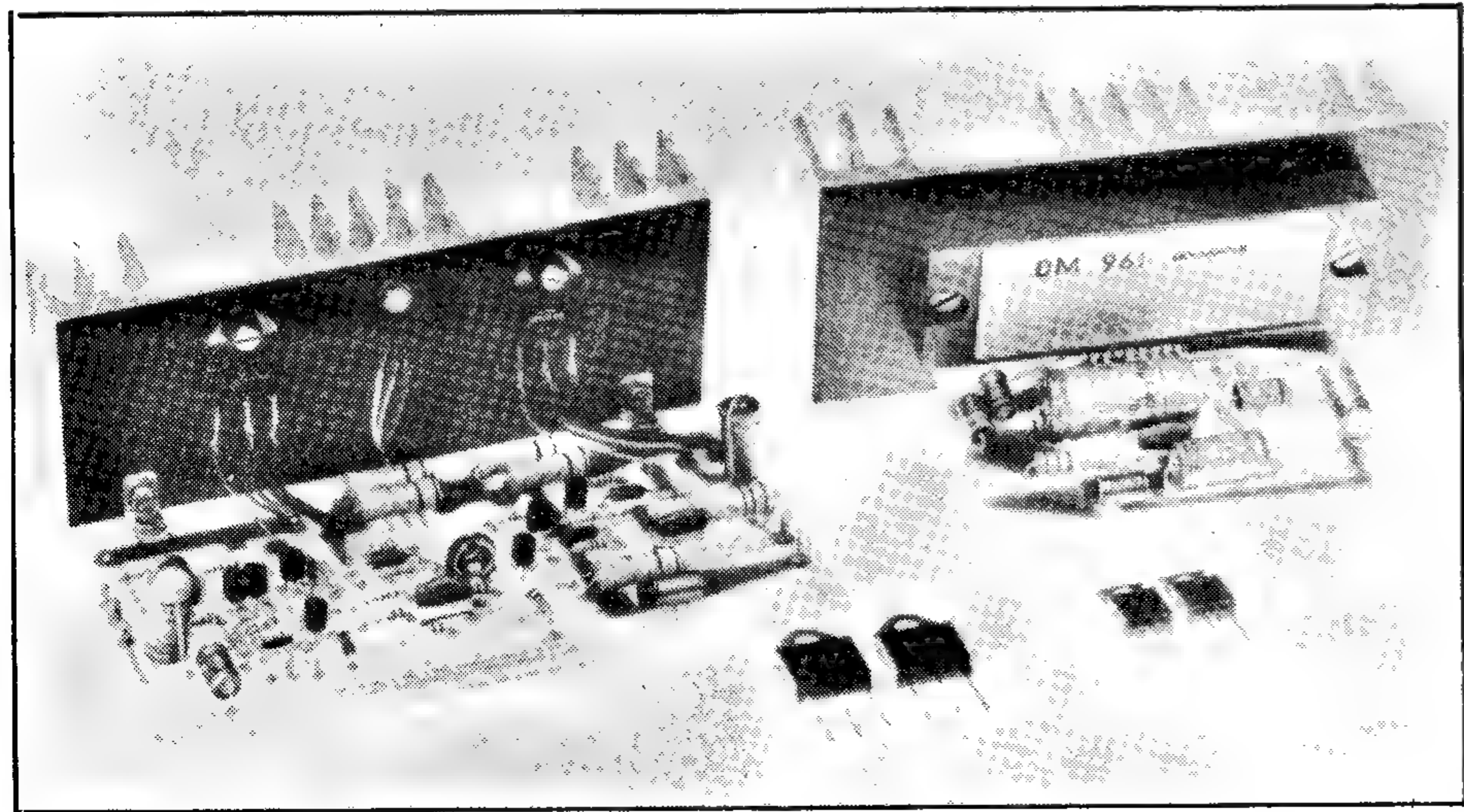


Figura 5. Circuito de la fuente de alimentación (no estabilizada) simétrica para el (los) amplificador(es) de potencia.



de resaltar que cuando se utilizan fuentes de alimentación (sin estabilizar) como la mostrada en la figura 5, las tensiones nominales deben estar disponibles aún a plena

potencia, es decir, la tensión en vacío de la fuente de alimentación será superior a la de plena carga, pero, y esto es importante, sin sobrepasar en ningún momento las ten-

siones de alimentación máximas indicadas en la tabla (± 40 V para el OM 931 y ± 45 para el OM 961). En cualquier caso debe preverse un margen de seguridad que proteja de aumentos en la tensión de alimentación de hasta el 10 por 100 (que son las variaciones típicas de la red). Las intensidades nominales del transformador y rectificador dependen: de la potencia de salida deseada, de la impedancia de carga, y del número de módulos que se conecten a la fuente de alimentación. A continuación se indica la intensidad consumida por cada módulo:

OM 931 30W sobre 4 Ω :	1,25A
OM 931 30W sobre 8 Ω :	0,9A
OM 961 60W sobre 4 Ω :	1,75A
OM 961 60W sobre 8 Ω :	1,25A

Como es lógico, para un amplificador estéreo la intensidad consumida será el doble a la indicada en la tabla.

Es aconsejable hacer el cableado del amplificador con gran cuidado, ya que una realización defectuosa en esta etapa, puede reducir el rendimiento del amplificador mejor diseñado (¡puede originar un fatal aumento de la distorsión!).

Esto no debe resultarnos extraño si observamos que, cuando el amplificador trabaja a plena carga, sólo recibe la corriente que circula por la rama positiva de alimentación durante la alternancia positiva, puesto que se trata de un rectificador de media onda. Esto mismo se puede decir de la línea de alimentación negativa. Esto, simplemente indica que los armónicos de rango elevado se producen en gran cantidad y basta con una pequeña capacitancia o inductancia para que se introduzcan en la entrada del amplificador señales indeseables. Por tanto, es necesario que los cables de alimentación sean cortos, directos y se encuentran tan alejados como sea posibles de la entrada de señal.

El empleo de gruesos cables para los conductores de alimentación es una inversión de la que posteriormente nos alegraremos. El conductor de retorno del altavoz (masa) debe conectarse directamente al terminal de masa en los condensadores electrolíticos de la fuente de alimentación y no al común (también masa) de la placa de circuito impreso. En lo que concierne al montaje en estéreo, no se debe caer en la tentación de utilizar un mismo cable para ambos canales, (aunque realicen la misma función). En el caso particular de la alimentación, se hará que todas las líneas vayan por cables separados (es decir, una línea para cada canal). El cableado para las señales de entrada se hará obligatoriamente con cable blindado. Si se desea conectar la caja a masa se hará en el terminal de entrada y no en la fuente de alimentación.

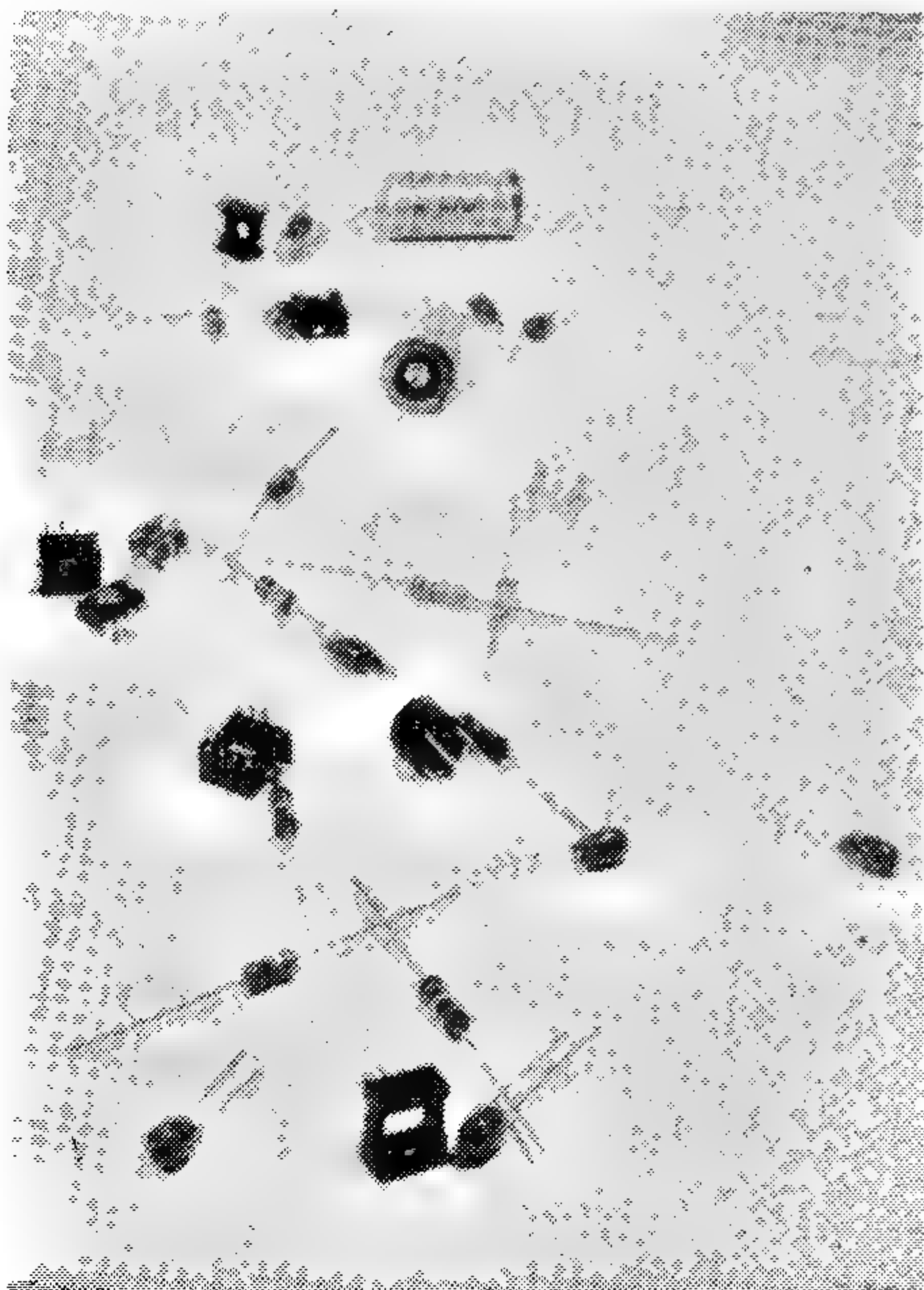
En principio esto puede parecer un poco excesivo, pero creemos que sería una pérdida inútil de dinero comprar módulos híbridos de gran calidad para, a continuación, reducir sus prestaciones omitiendo estos «pequeños» detalles.

Para terminar, un último consejo; debe tenerse un gran cuidado en la conexión de L1 y R7 en la placa de circuito impreso, ya que, virtualmente la totalidad de la corriente de salida circula por L1, y una soldadura defectuosa en este punto puede arruinar el factor de amortiguamiento.

top-preamp

Un preamplificador integrado para el top-amp

El preamplificador que se publica en este artículo se sale de lo común. Los órganos de control, reducidos al mínimo posible, constituyen un tablero de mando de pequeñas dimensiones, pero de fácil manejo. En resumen, tiene la talla de un Mini, pero sus prestaciones son las de un Jaguar; y todo esto por un precio razonable. Es la perfecta etapa de entrada para el top-amp, descrito también en esta revista.



La electrónica es uno de los campos en donde con más frecuencia se hace realidad el eslogan «cuanto más pequeño más bello». En lo que al audio se refiere cada día son más populares las «mini-cadenas Hi-Fi». Esta tendencia a la miniaturización no sólo alcanza a los equipos de audio, recientemente se ha puesto a la venta un modelo de televisor miniatura cuya pantalla mide tan sólo $3 \times 3,5$ cm., Parece ser que los fabricantes han decretado la «guerra» a los espacios vacíos e inútiles, en el interior de los equipos electrónicos, lo cual, realmente pensamos, es una buena medida, sobre todo si tenemos en cuenta la falta de espacio en los hogares modernos. Pero no solamente se busca la miniaturización; la simplicidad es otra característica (poco apreciada) presente en los equipos de una cierta calidad.

Existen en el mercado algunos modelos de amplificadores sin controles de tono, y se crea o no, sin que por ello su precio disminuya.

La simplificación

La reducción de mandos, conmutadores, entradas y salidas contribuye a disminuir el coste de los equipos de audio. De igual forma, basta con una placa de circuito impreso de tamaño reducido y una caja de dimensiones modestas, permiten una reducción de costos aún más exhaustiva.

Se puede por tanto, invertir una buena parte de las economías así obtenidas, en mejorar la calidad de los componentes; por ejemplo, en el caso del montaje que nos ocupa, se emplean amplificadores operacionales con una relación señal/ruido verdaderamente excepcional.

Es evidente que las primeras cuestiones que debemos plantearnos son: ¿de qué se puede prescindir en un preamplificador?, ¿qué es lo realmente esencial?, ¿a qué característica vamos a dar prioridad? ¿Cuáles son los elementos realmente imprescindibles?:

- ¿Una salida para el amplificador de potencia?, obviamente sí.
- ¿Salida para grabación?, sí, siempre que se disponga de este aparato, de lo contrario sería una inversión inútil. Por tanto, la opción queda abierta.

Tabla de características

- sensibilidad de entrada (para una salida de 500 mV sobre una carga de 10 K):
 - cápsula magnética 2.6 mV ($50\text{ k}\Omega$, 1 kHz)
 - sintonizador 130 mV ($\geq 50\text{ k}\Omega$)
 - cinta 130 mV ($\geq 50\text{ k}\Omega$)
- impedancia de salida $\leq 1\text{ k}\Omega$
- corrector de tonalidad
 - $\pm 10\text{ dB}$ at 50 Hz (graves)
 - $\pm 10\text{ dB}$ at 10 kHz (agudos)
- balance
 - +3.3 dB, $-\infty\text{ dB}$ (10 k carga)
 - +2.3 dB, $-\infty\text{ dB}$ (sin carga)
- relación señal/ruido (tensión de referencia 500 mV RMS):
 - cápsula magnética: 65 dB (1 k Ω en serie con 100 mH, en paralelo con la entrada)
 - sintonizador
- tensión máxima a la entrada 75 dB de cápsula magnética a 1 kHz: 200 mV RMS
- respuesta en frecuencia (correctores de tonalidad en la posición neutra):
 - 15 Hz ... 100 kHz $\begin{matrix} +0 \\ -1 \end{matrix}$ dB
- diafonía (20 Hz... 20 kHz) $\leq -60\text{ dB}$
- ganancia (carga 10 k, balance en la posición media):
 - de la entrada C. magnética a la salida de cinta 34 dB (x50)
 - de la entrada C. magnética a la salida de preamplificador 45.5 dB (x188)

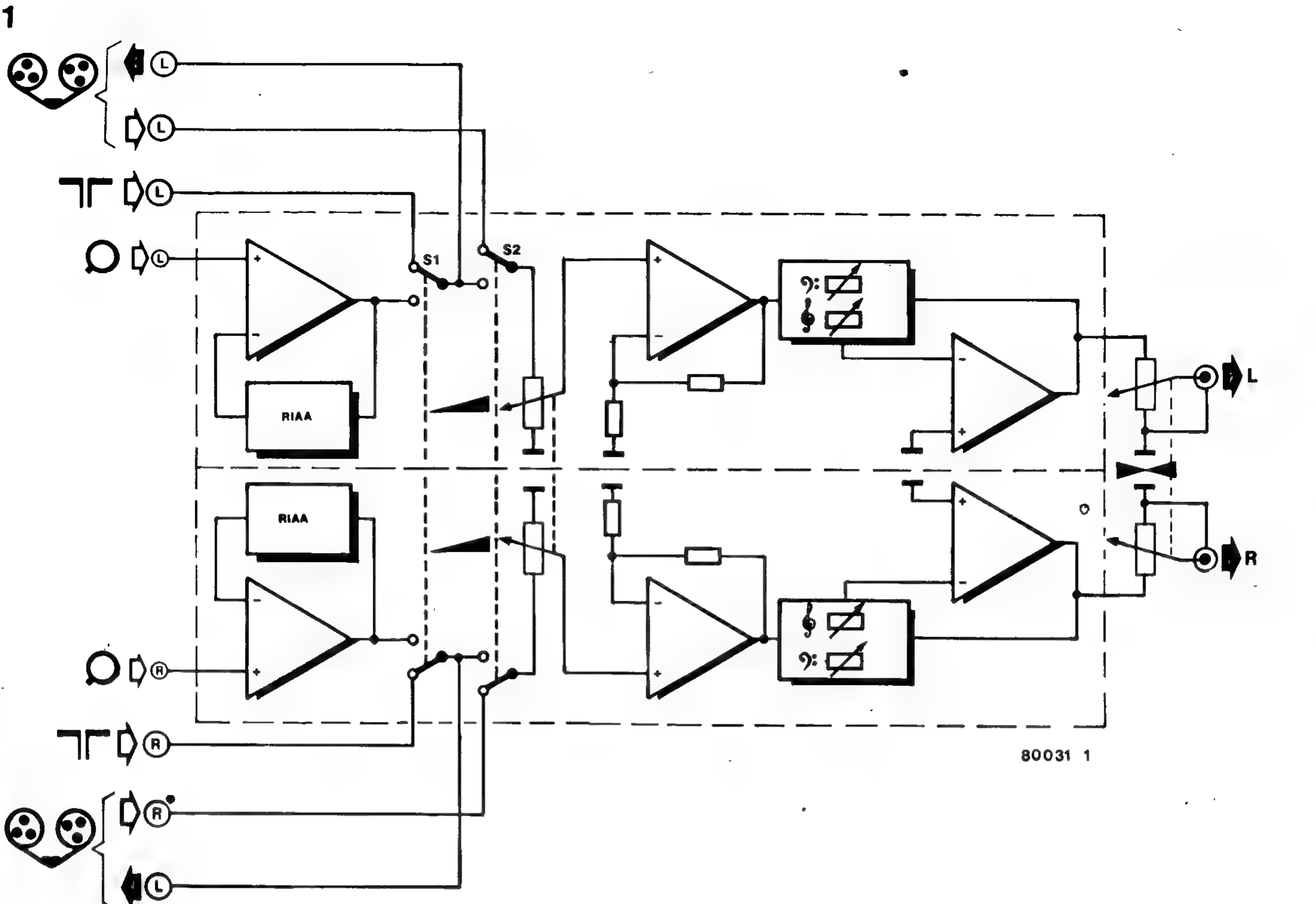
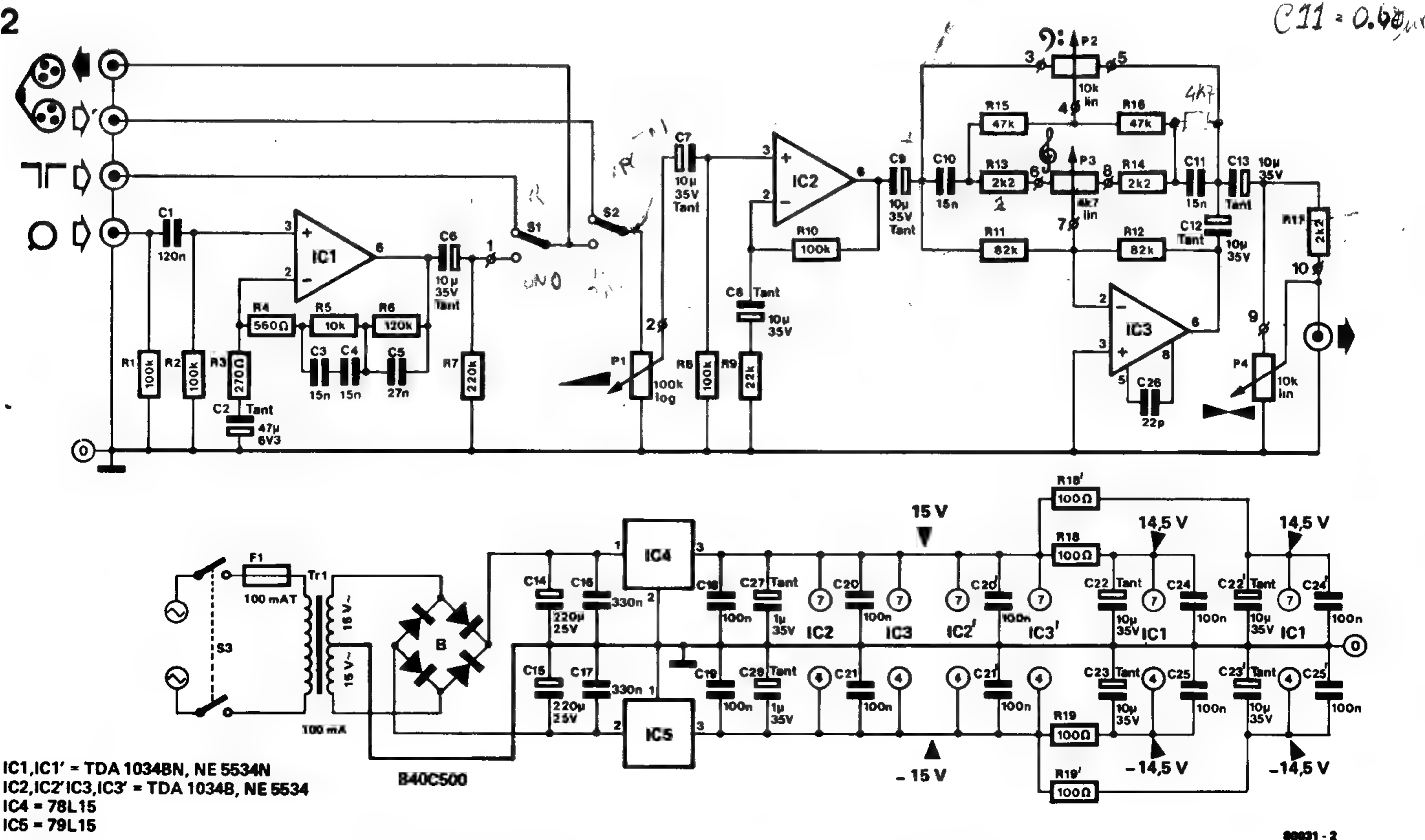


Figura 1. La simplificación descrita en el artículo se ve claramente en el diagrama sinóptico. Aunque parezca contradictorio, una reducción de controles y funciones (inútiles) no deteriora las prestaciones del montaje



IC1,IC1' = TDA 1034BN, NE 5534N
IC2,IC2',IC3,IC3' = TDA 1034B, NE 5534
IC4 = 78L15
IC5 = 79L15

Figura 2. Circuito completo de un canal del preamplificador, acompañado de la fuente de alimentación.

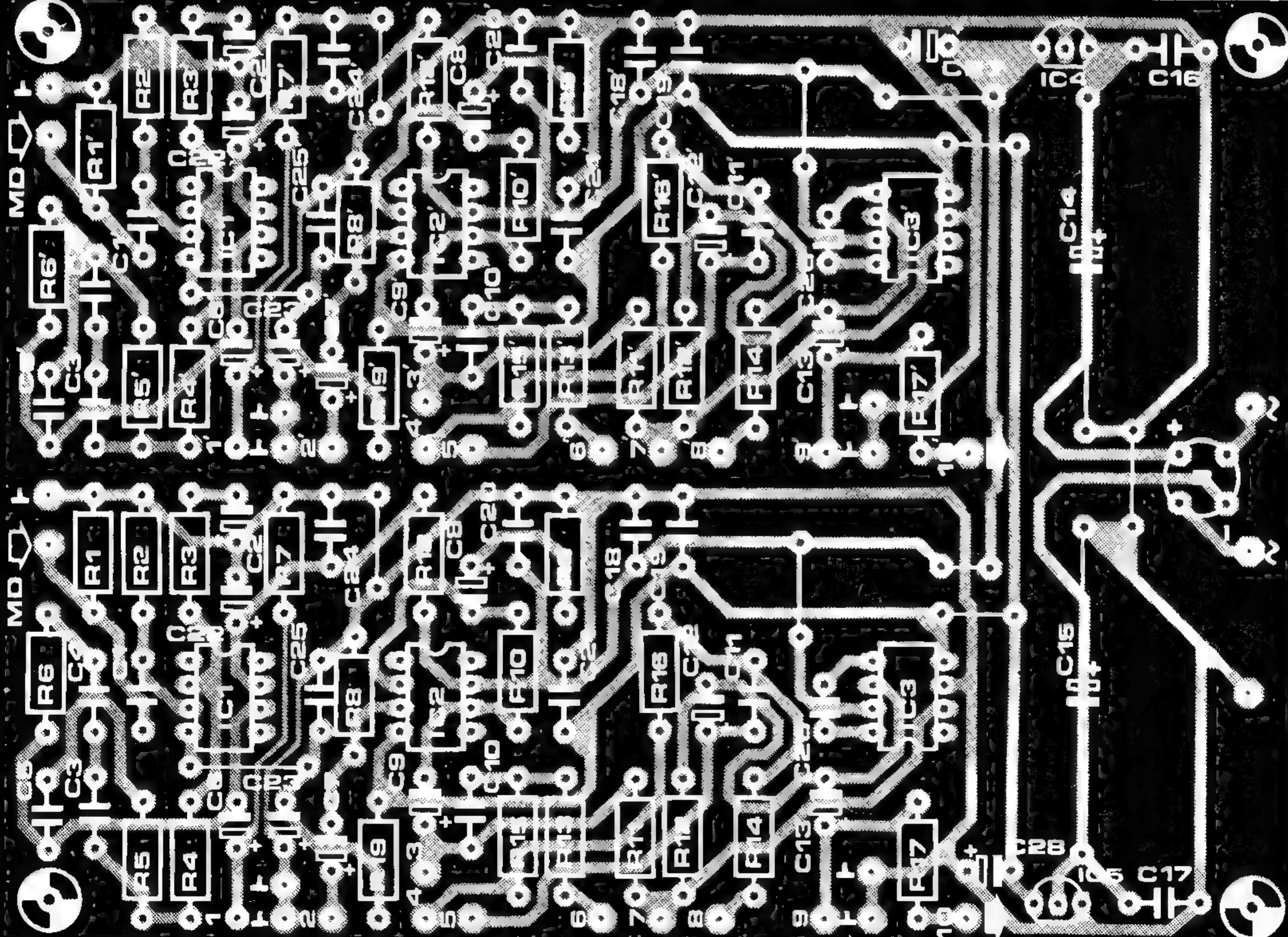


Figura 3. Placa de circuito impreso que incluye los dos canales y la fuente de alimentación.
Nota: El regulador de tensión IC5 está mal representado. Su posición correcta se obtiene girándolo 180° de manera que el trazo plano quede arriba.

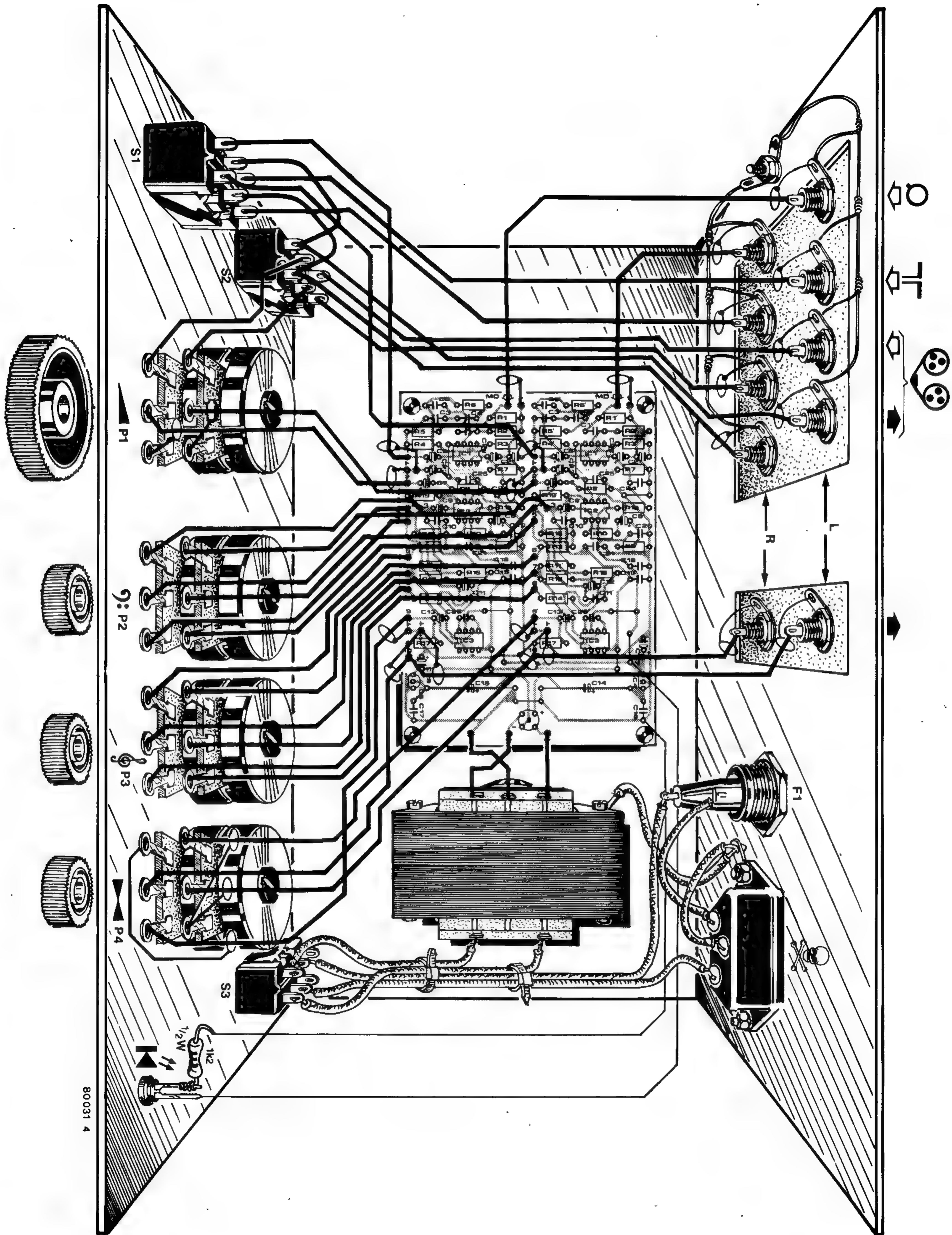


Figura 4. Esquema general de cableado.

Lista de componentes

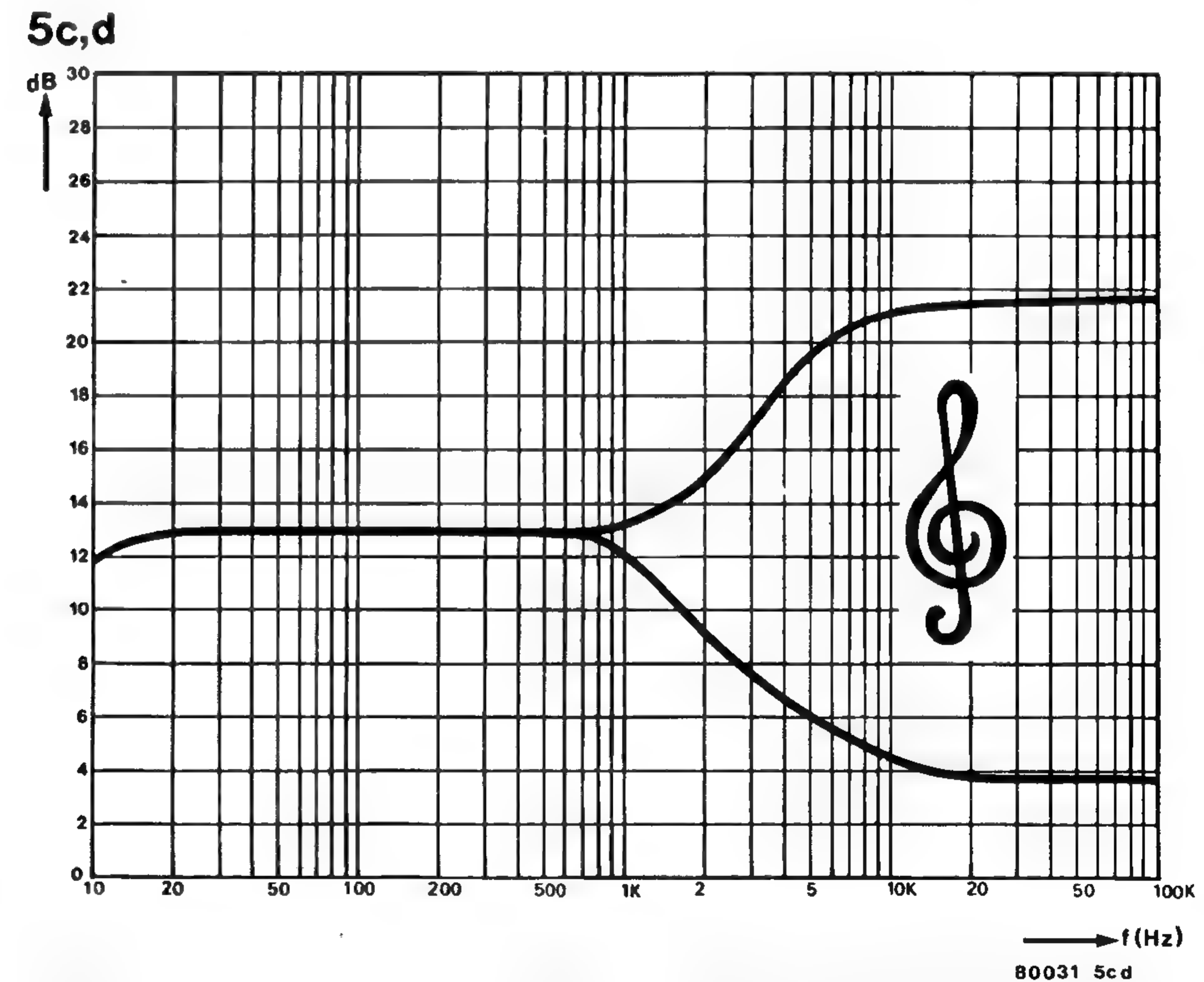
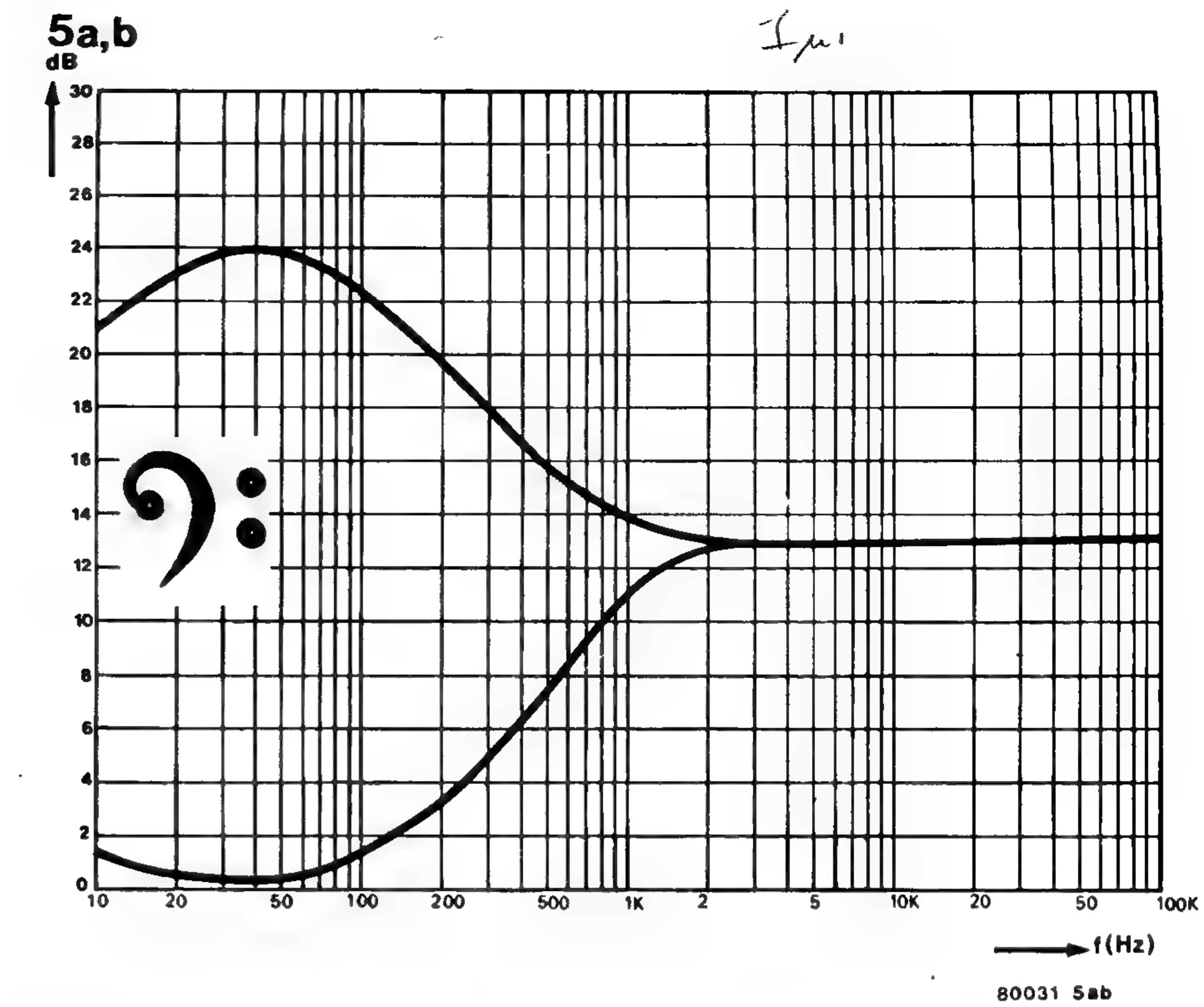
Resistencias:
R1,R1',R2,R2',R8,R8',R10,
R10' = 100 k
R3,R3' = 270 Ω
R4,R4' = 560 Ω
R5,R5' = 10 k
R6,R6' = 120 k
R7,R7' = 220 k
R9,R9' = 22 k
R11,R11',R12,R12' = 82 k
R13,R13',R14,R14',R17,
R17' = 2k2
R15,R15',R16,R16' = 47 k
R18,R18',R19,R19' = 100 Ω
P1 + P1' = 100 k log. estéreo
P2 + P2', P4 + P4' = 10 k lin.
estéreo
P3 + P3' = 4k7 (5 k) lin. estéreo

Condensadores:
C1,C1' = 120 n
C2,C2' = 47 μ/6V3 tantaló
C3,C3',C4,C4',C10,C10',C11,
C11' = 15 n
C5,C5' = 27 n
C6,C6',C7,C7',C8,C8',C9,C9',
C12,C12',C13,C13',C22,C22',
C23,C23' = 10 μ/35 V tantaló
C14,C15 = 220 μ/25 V
C16,C17 = 330 n
C18,C19,C20,C20',C21,C21',
C24,C24',C25,C25' = 100 n
C26,C26' = 22 p
C27,C28 = 1 μ/35 V tantaló

Semiconductores:
IC1,IC1' = TDA1034BN,
NE5534N (Philips/Signetics)
IC2,IC2',IC3,IC3' = TDA1034B,
NE5534 (Philips/Signetics)
IC4 = MC78L15CP (10%) o
MC78L15ACP (5%) (Motorola)
o equ.
IC5 = MC79L15CP (10%) o
MC79L15ACP (5%) (Motorola)
o equ.
B1 = B40C500

Varios:
S1 + S1', S2 + S2' = interruptor de
dos posiciones dos circuitos
S3 = interruptor de red, dos polos
Tr1 = transformador con secundario
de: 2 × 15 V, 100 mA.
F1 = fusible de 100 mA lento

- ¿Entrada para grabación?, lo mismo que en el punto anterior.
- ¿Entradas para otras señales?, lógicamente, sí, ¿pero cuáles?, ¿cápsula magnética?, sí, ¿sintonizador?, sí, ¿micrófono? y ¿auxiliar?, en nueve de cada diez casos estas entradas no se utilizan nunca, así es que comenzaremos la simplificación por aquí. ¿Entrada para cápsula dinámica?, no, sólo haría aumentar el precio inútilmente a la mayoría de los usuarios y para los pocos que deseen esa posibilidad siempre les queda la posibilidad de añadir un preamplificador independiente.
- ¿Control de volumen?, por mayoría de votos, sí.
- ¿Control fisiológico de tonalidad?,

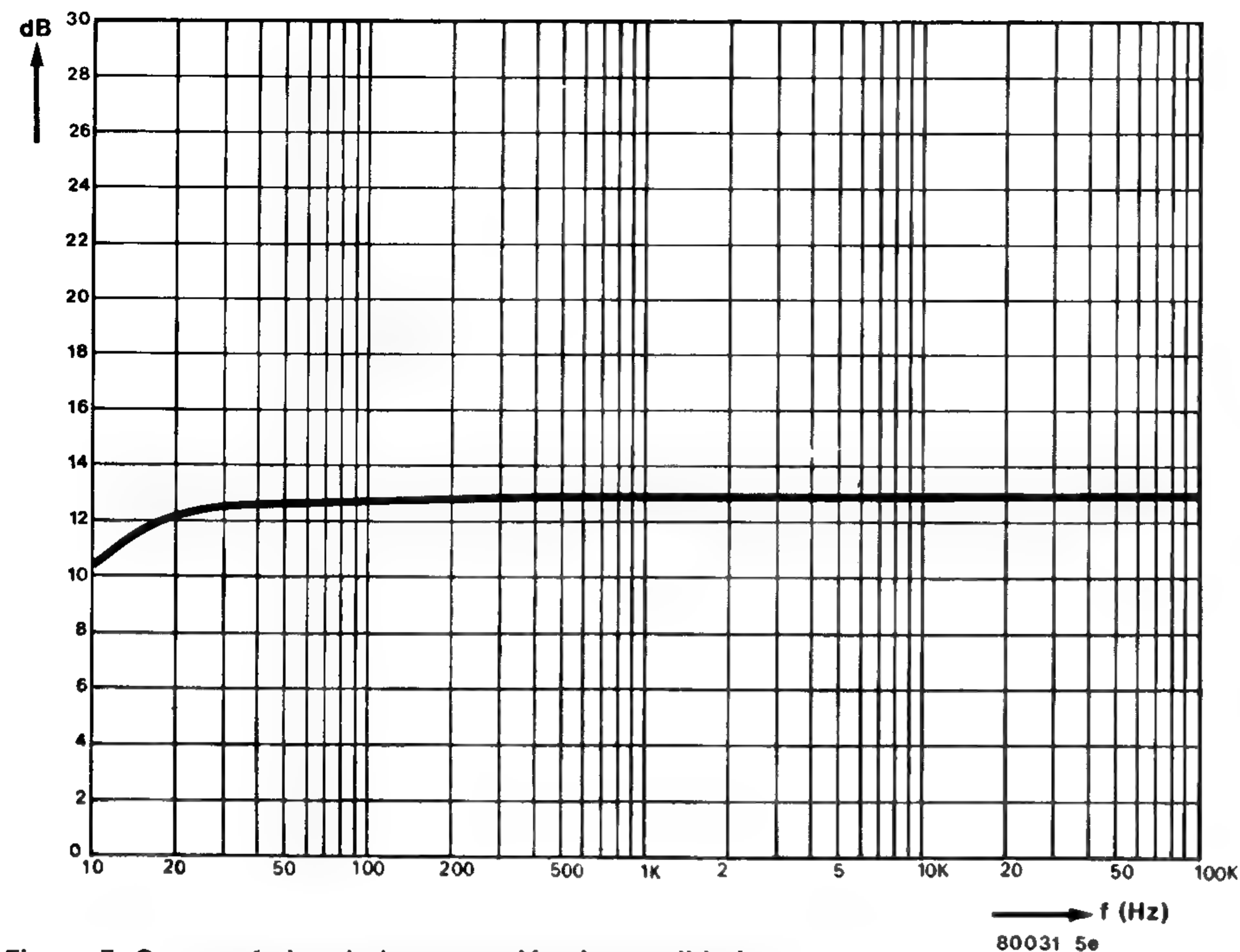
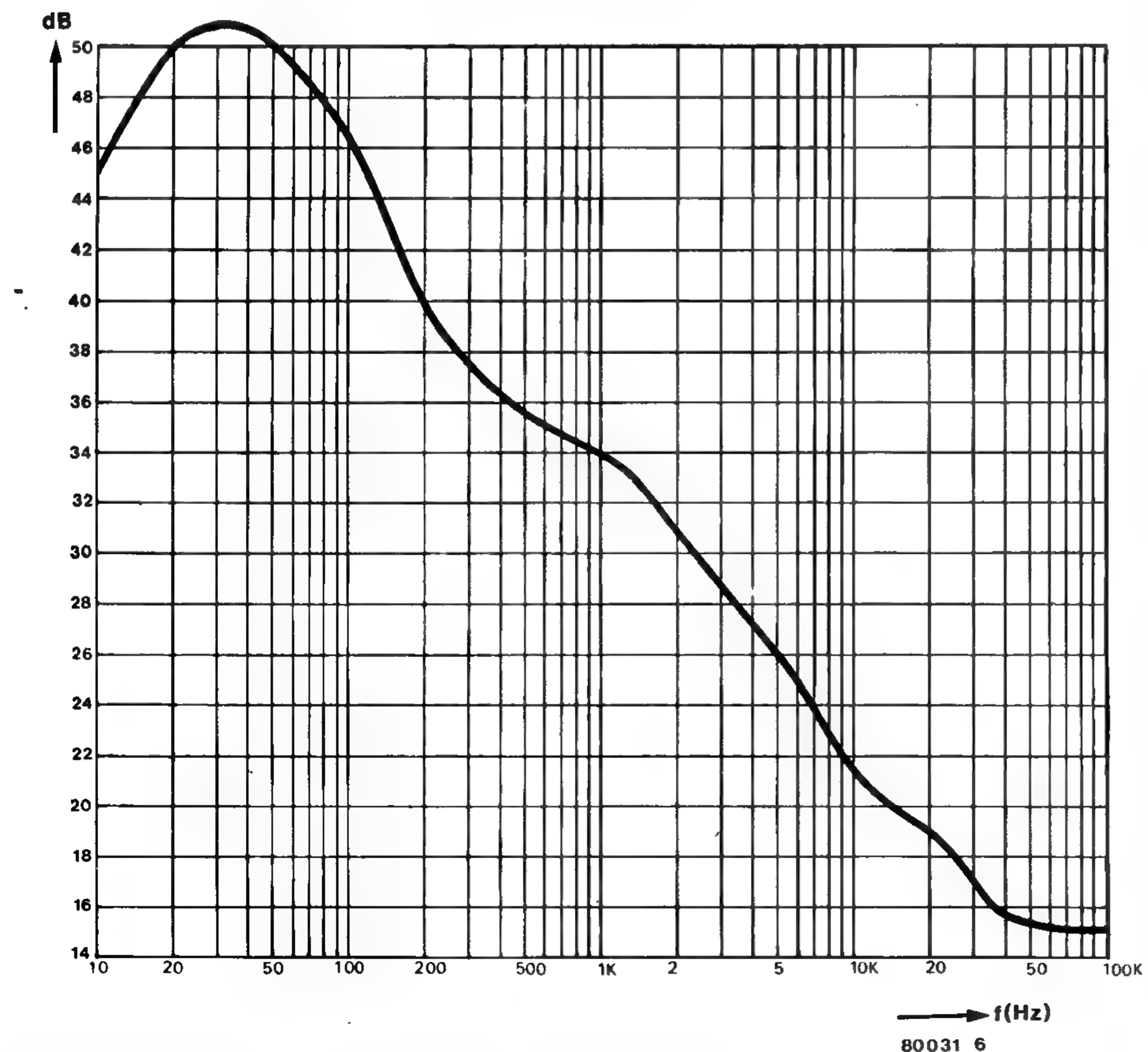


no, gracias. ¿Por qué añadir un potenciómetro más, aparte de las correspondientes resistencias y condensadores, con la obligación, para obtener un correcto diseño de este control, de tener a mano las curvas de Fletcher-Munson (suponiendo que se sepa dónde encontrarlas). Estas curvas se refieren a la presión acústica efectiva, la cual depende del nivel «0dB», de los altavoces, y de las condiciones de la sala de audición. No, la mejor solución es prever unos controles de graves y agudos eficaces. Esto casi deja contestada la siguiente pregunta.

- ¿Correctores de tonalidad?, teniendo en cuenta lo anterior, sí. Graves y agudos separadamente, pero nada de exageraciones, por ejemplo, una regulación de

± 10 dB junto con una correcta elección de las frecuencias de corte y un ajuste gradual, sin brusquedades, de los controles de tonalidad, será la solución ideal. Puede ser útil un interruptor «de anulación».

- ¿Filtros de graves y agudos?, sí, pero con algunas restricciones. Es primordial disponer de un filtro de graves fijo para una baja frecuencia determinada, tan precisa como sea posible, con el fin de proteger las cajas acústicas (y sobre todo el amplificador) de los infrasonidos (sonidos de muy baja frecuencia). El caso de los filtros de agudos es diferente, su utilidad queda restringida únicamente a las frecuencias de audio y no es cuestión de tenerlo permanentemente conectado. Por otra parte, la cali-

5e**Figura 5. Característica de la corrección de tonalidad.****6****Figura 6. Respuesta en frecuencia de un preamplificador para cápsula dinámica según las normas RIAA/IEC.**

dad de las fuentes de señal (platos, magnetófonos, etc.), mejora tan rápidamente que de instalarlo, la mayor parte del tiempo estaría fuera de servicio. Luego, lo más sencillo y barato es eliminarlo definitivamente.

• ¿Control de balance?, sí, desgraciadamente. En la mayoría de los casos y aún en la situación ideal, la posición media del potenciómetro de balance no proporciona un ajuste correcto. Es evidente que se

necesita un control de balance eficaz, preferiblemente de los que atenúan totalmente la señal del otro canal, en los extremos, lo cual puede ser muy útil a la hora de las comprobaciones.

- ¿Interruptor de mono/estéreo? La única utilidad de este mando es reducir el ruido en la escucha de una emisión FM estéreo de baja potencia (haciéndolas monoaurales). Realmente este es un control propio de los sintonizadores (muchos lo incluyen), por tanto, ¿para qué duplicar un mando?
- ¿Algún otro refinamiento? No, sólo nos interesan los controles imprescindibles.

Del diagrama de bloques al diseño

Como puede comprobarse, después de esta «poda», sólo subsisten las características esenciales de todo preamplificador, es decir, las necesarias para cumplir su misión, que es la de procurar al oyente una audición placentera sin necesidad de estar retocando continuamente los controles.

En la figura 1 se muestra el esquema sinóptico del Top-preamp. El conmutador de entrada sólo tiene dos posiciones: sintonizador y preamplificador MD (cápsula magnética). La señal seleccionada se aplica a la salida de cinta y al conmutador S2. A continuación se encuentra una etapa amplificadora, que eleva la señal al nivel necesario para atacar a la mayoría de los amplificadores de potencia (500 a 1.000 mV). La ganancia de la etapa de control de tonos es la unidad (0 dB). El último eslabón de la cadena es el control de balance.

En la figura 2 se presenta el esquema eléctrico del circuito, en el que puede verse uno de los canales y la fuente de alimentación. Una breve exposición debería ser suficiente dada la simplicidad del circuito. La parte preamplificadora de cápsula magnética se compone de un amplificador operacional (IC1) y de algunos componentes pasivos. R4 es el único elemento singular del circuito que hace uniforme la respuesta en frecuencia hasta un valor aproximadamente de 35 kHz., aunque las normas RIAA no especifican límite de frecuencia en la corrección. A este respecto, hemos de precisar que el oído humano no percibe frecuencias superiores a los 19 kHz aproximadamente (y esto en el mejor de los casos). Por tanto es innecesaria una corrección en frecuencia para IC1, con lo cual además se mejora el rendimiento dinámico del amplificador operacional (tiempo de subida). La etapa amplificadora principal (IC2) es un circuito clásico. Con los valores indicados para R9 y R10, la ganancia es 5. La etapa correctora de tonalidad (IC3 y sus componentes asociados) es un diseño algo más complejo. Dos condensadores (C10 y C11) determinan la frecuencia de corte para los controles de graves y agudos, mientras que los circuitos convencionales se utilizan cuatro condensadores. Los condensadores electrolíticos C9 y C12, aíslan de tensión continua a los potenciómetros P2 y P3. Esta es una precaución muy frecuentemente adoptada en los circuitos comerciales, y evita que se produzcan ruidos molestos al maniobrar los controles (en parte causado por el envejecimiento de los potenciómetros).

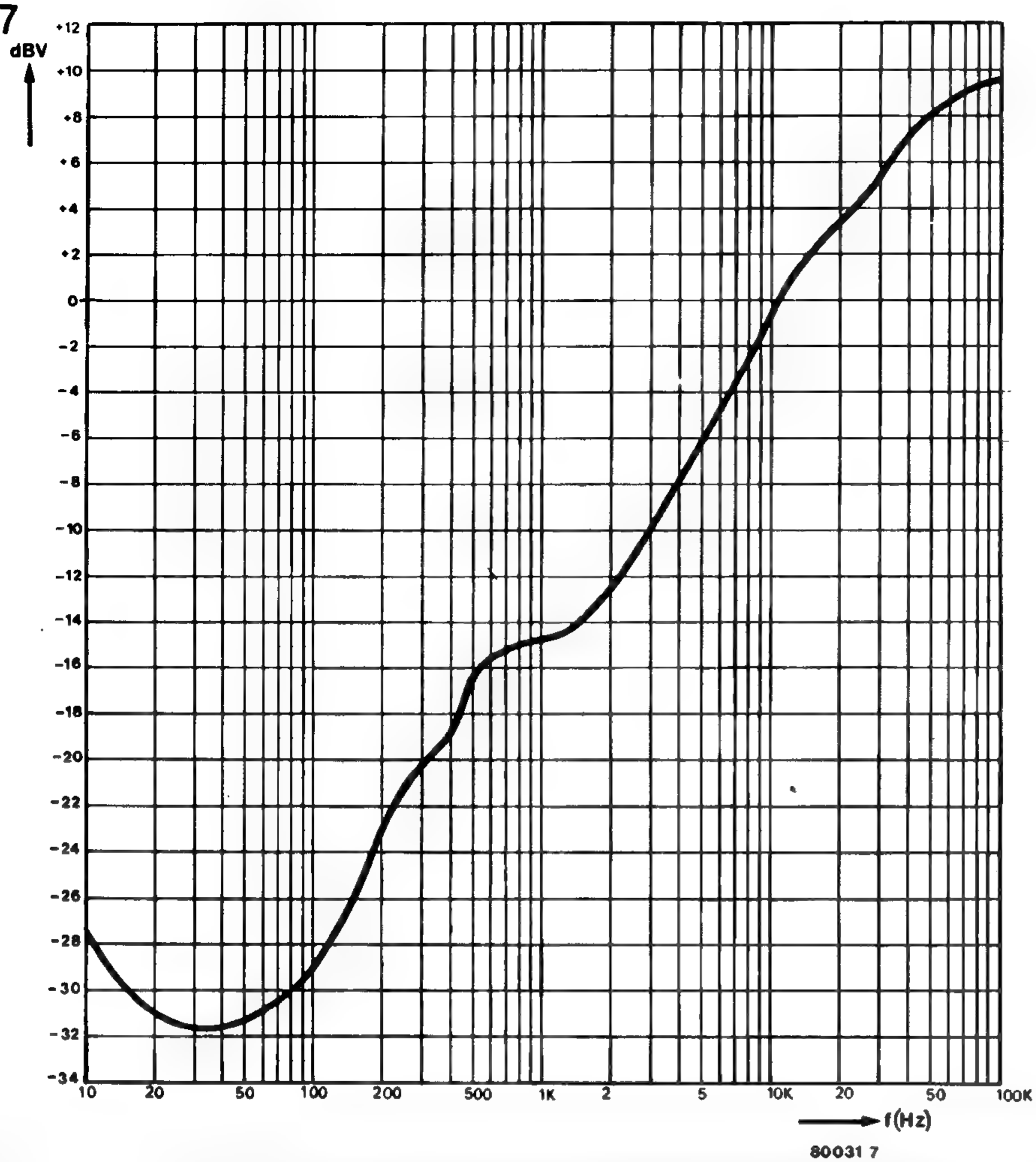


Figura 7. La tensión máxima para la entrada de cápsula magnética expresada en mV eficaces, es función de la frecuencia.

Nota: algunas aclaraciones sobre los amplificadores operacionales

El NE 1034 (TDA 1034) es un amplificador operacional bipolar (que contiene transistores NPN y PNP) al igual que sus predecesores, el 741 TBA 221, LM 301, LM 307, etc. Otra característica común es que posee el mismo patillaje que los anteriores, pero aquí terminan los parecidos.

En el diagrama adjunto se muestra el circuito interno del integrado. No es necesario hacer un estudio minucioso de este componente, puesto que sólo tres puntos merecen una especial atención desde nuestro punto de vista. La etapa de salida trabaja con señales de hasta 10 V (RMS) sobre una banda pasante de 70 kHz sin distorsión de cruce (para una carga de 600 Ohmios).

El segundo punto es el bajo ruido con que se ha diseñado la etapa de entrada; la cifra de ruido equivalente es de 7 nV/Hz a 30 Hz y de 4 nV/Hz a 1 kHz. Existe también una versión N, que mejora aún la cifra de ruido, que queda en 5,5 y 3,5 nV/Hz, respectivamente, siendo su factor de ruido sólo de 0,9 dB sobre una banda de 20 kHz y una resistencia de 5 K. La anchura de banda para la ganancia unidad es de 20 MHz. Si se tiene en cuenta la compensación de frecuencia, todavía se obtiene un valor apreciable de 10 MHz (condensador de 22 pF entre las patillas 5 y 8). Una adecuada disposición de algunos condensadores (C1... C4) asegura a la vez una banda pasante considerable y un tiempo de subida

elevado (13 V/ μ s, sin compensación y 6 V/ μ s compensado). Para ganancias inferiores a 3 en bucle cerrado, se hace necesaria una compensación en frecuencia. Para terminar veamos otras de sus características:

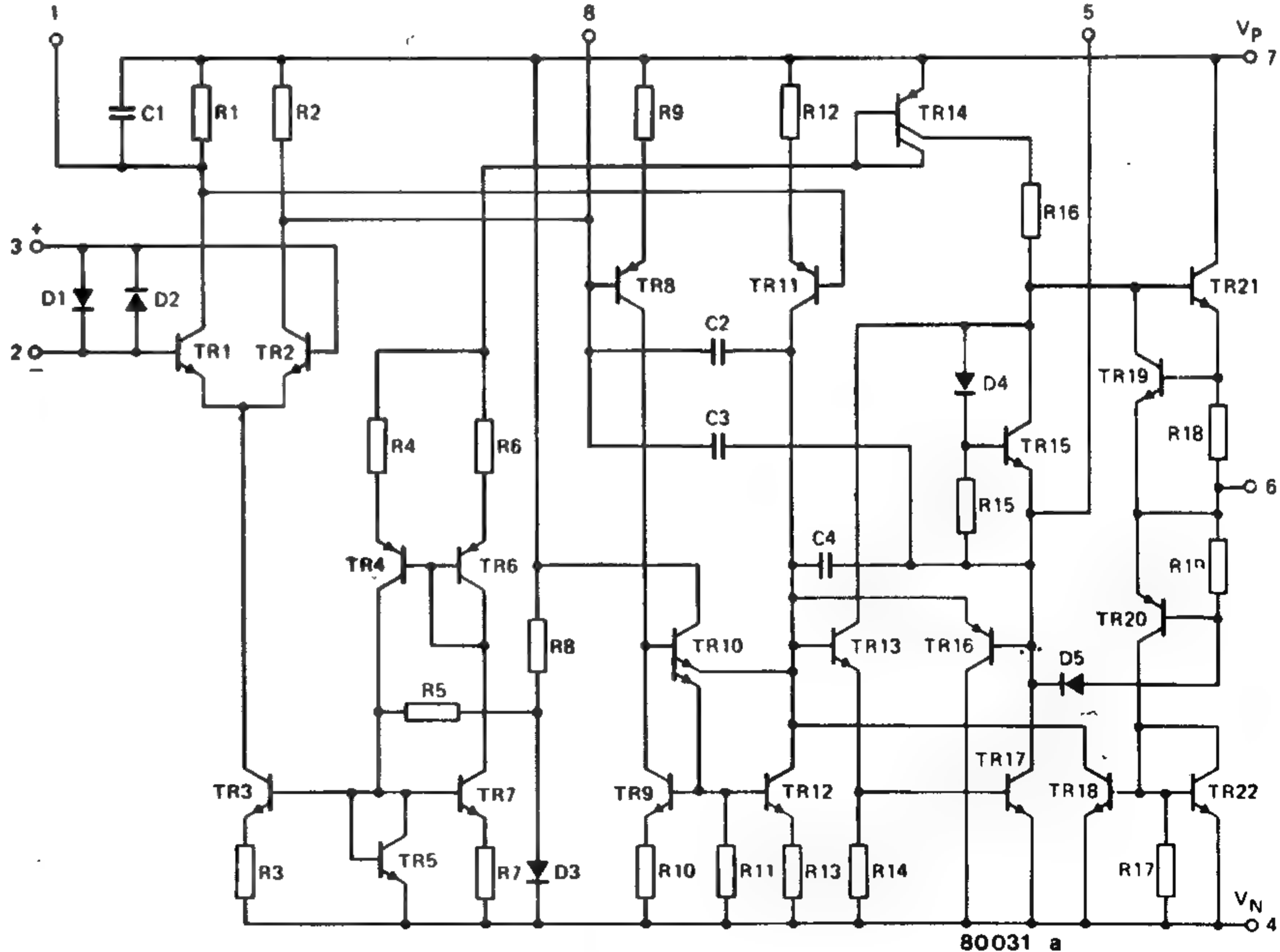
Ganancia en bucle abierto	100.000
Anchura de banda en bucle abierto	1.200 Hz aprox. sin compensación; 600 Hz aprox. compensado
Tensión de alimentación	± 3 V... ± 20 V
Rechazo en modo común	100 dB
Consumo	4,2 mA (típico), 7mA (máximo)

Finalmente un potenciómetro lineal sirve de control de balance. En teoría la posición media de este mando debe dar una ganancia idéntica en ambos canales, si embargo esto provoca una pérdida de 6 dB en cada canal. La solución es incluir la resistencia R17: en vacío la pérdida de señal es tan sólo de 2,3 dB para la posición media del cursor. Si se carga con una impedancia de 10 K (por ejemplo, la del Top-preamp) la pérdida sólo aumenta a 3,3 dB; y además, como ventaja suplementaria, R17 hace más cómoda la característica de regulación.

La fuente de alimentación debe ser estabilizada para evitar molestos acoplamientos, razón por la cual se emplean los integrados IC4 e IC5 (y algunos condensadores).

Montaje

Doscientos noventa y tres orificios, repartidos en una superficie de 137,5 cm², sirven de soporte para la totalidad de los componentes que se requieren en la versión estéreo del Top-preamp. Los componentes marcados con un acento de la figura 3, pertenecen al canal derecho. Los potenciómetros y conmutadores se montan fuera de la placa de circuito impreso, lo cual contribuye a la reducción de dimensiones (y del precio) y da una mayor flexibilidad en la construcción. En la figura 4 se muestra el cableado completo de la unidad. Aunque en el dibujo se han representado conectores coaxiales se puede emplear cualquier otro tipo (DIN, por ejemplo).



distorsionador variable

gran variedad de efectos musicales
con un circuito muy simple

Uno de los factores más característicos de la llamada música «pop», es sin duda el de los efectos especiales. De sobra conocidos por todos los guitarristas modernos son los pedales de «WA-WA», o distorsión, que tan sabiamente han empleado grupos como «Deep Purple» «Ten Years After», «Jimmi Hendrix», etcétera. ELEKTOR, consciente del gusto popular por este tipo de efectos, pone al alcance de los aficionados el sonido característico de los más virtuosos guitarristas de la música moderna.

Simplemente utilizando un puñado de componentes, es posible construir un pedal de distorsión de altas prestaciones, como a continuación veremos. En este tipo de circuitos se emplean dos diodos conectados en antiparalelo, que insertados en el bucle de realimentación de un amplificador (ya sea con IC, o a transistores), fijan el nivel de salida por encima de unos ciertos valores de la señal de entrada. Este proceso se ilustra en la figura 1, en la que para una mayor claridad se supone que

el amplificador posee una ganancia unitaria, sobre la zona lineal de la característica de transferencia. Como puede verse, la tensión de salida no puede aumentar por encima de la tensión de entrada U_1 . De forma similar, la tensión de salida nunca será inferior al valor $-U_2$. Si U_1 es igual a U_2 (como ocurre en la mayoría de los distorsionadores) y el nivel de la señal de entrada es suficientemente amplio, se producirá una diferencia entre las señales de salida y entrada como puede apreciarse en la figura 1b.

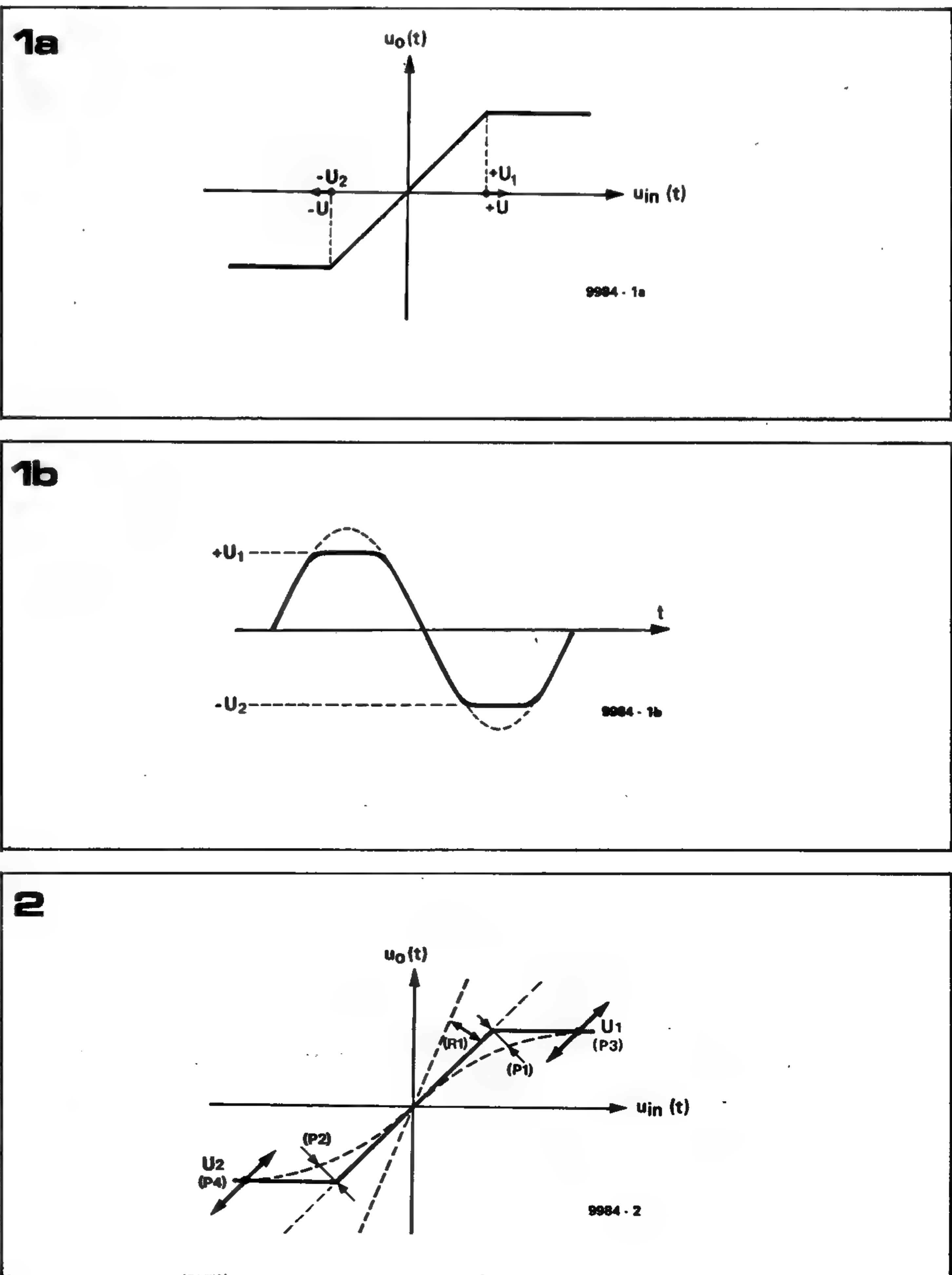


Figura 1. Respuesta característica de un amplificador trabajando con un fuerte recorte (a) y su correspondiente señal de salida.

Figura 2. Existen cinco parámetros en la respuesta recortada de un amplificador que pueden ser variados independientemente.

10 ... 15 V (+)

100k lin

4k7

T1

fuerte suave

P1

4k7 (5k) lin

D1 1N4148

4k7

10 ... 15 V (-)

TUN

10 ... 15 V (+)

820n

C1

IC1 LF357

7

6

4

2

3

R4 4k7

10 ... 15 V (-)

R2 100k

R1 10k

R3 100k

P5 47k (50k) log

10 ... 15 V (+)

4k7

R6

fuerte suave

P2

4k7 (5k) lin

D2 1N4148

4k7

T2

100k lin

P4

10 ... 15 V (-)

TUP

10 ... 15 V (+)

100n

C2

100n

C3

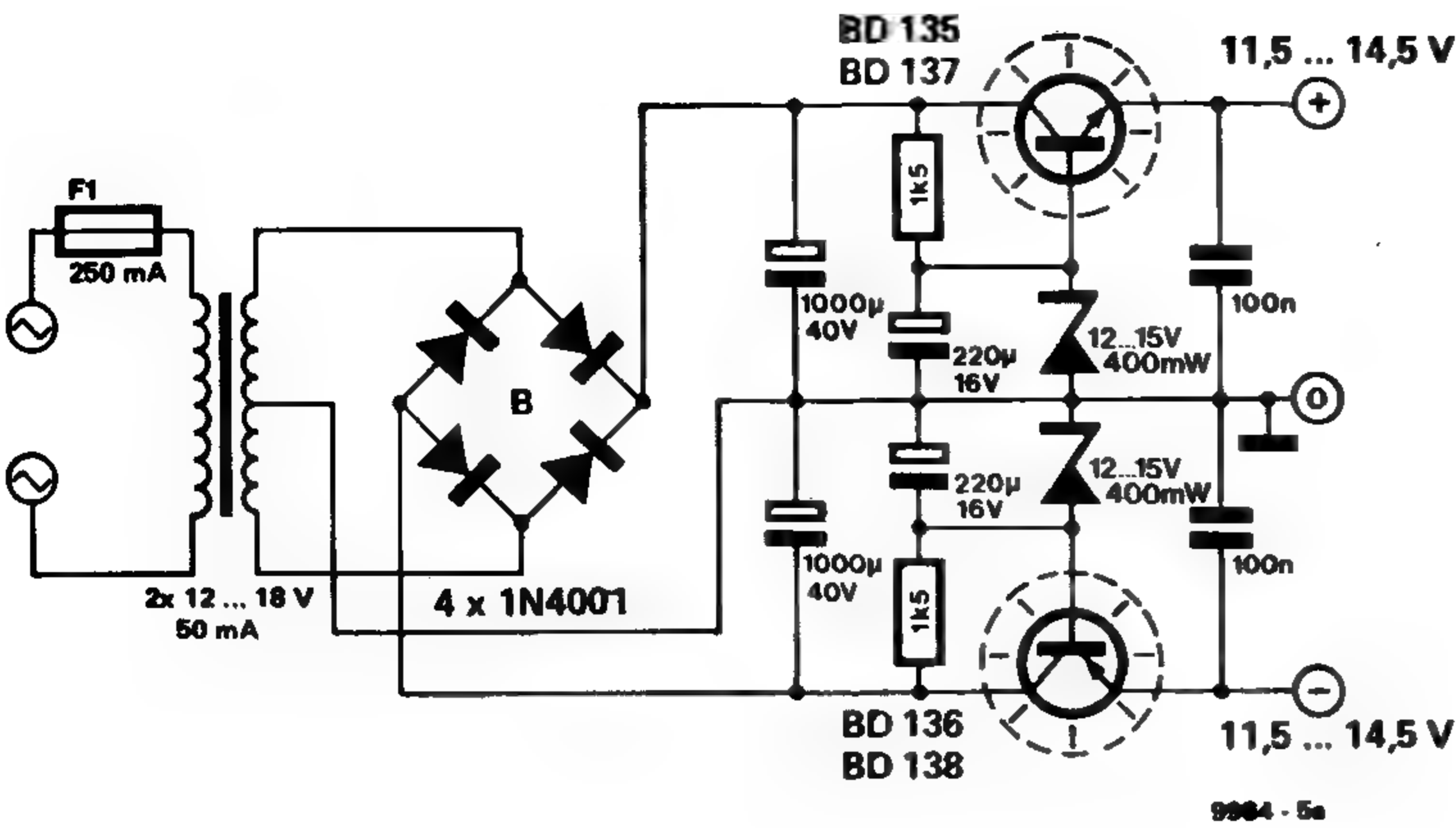
10 ... 15 V (-)

9904-3

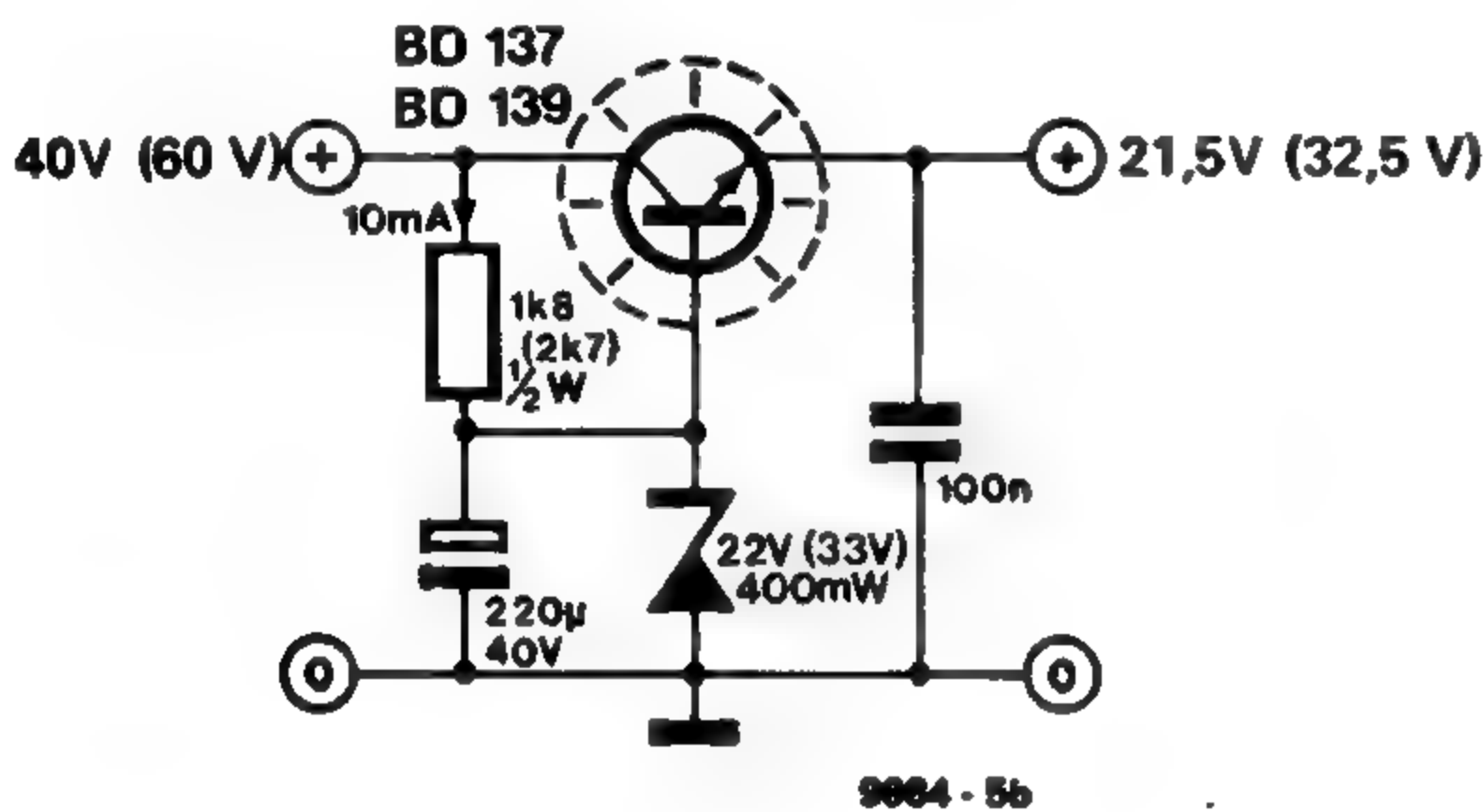
Figura 5. Ejemplos de fuentes de alimentación para los circuitos de las figuras 3 (figura 5a) y 4 (figura 5b).

El circuito completo del distorsionador variable se presenta en las figuras 3 y 4; en la 3 se muestra un circuito con alimentación si-

5a



5b



métrica (positivo, negativo y masa), en la 4 el circuito es de alimentación asimétrica (positivo y negativo/masa). La corriente consumida por el circuito es de 10 a 15 mA, y la impedancia de entrada en ambos circuitos (figura 3 y 4) es de 100 k.

El funcionamiento del circuito es extremadamente sencillo. En primer lugar, la señal de entrada es amplificada por IC1, cuya ganancia es $1 + R2/R1$. Como puede verse la ganancia puede variarse, sin más que alterar el valor de R1; con los valores dados en el circuito, la ganancia es 11. La salida de IC1, es enviada al control de volumen (P5) a través de la resistencia R4 (y del condensador C6 en la figura 4), obteniéndose en el cursor de este potenciómetro la señal de salida.

El circuito de recorte funciona de la siguiente manera: tan pronto como la tensión en el extremo de R4 excede a la caída en bornas de P3, (o cae por debajo de la tensión de P4) la salida se ve inmediatamente atenuada con un factor $R4/P1$ ($R4/P2$). Cuando P1 (P2) está en la posición de mínima resistencia, la señal resulta completamente atenuada (distorsión dura), mientras que en la posición contraria (máxima resistencia) se obtiene la «distorsión suave». Ajustando los potenciómetros (P1...P4) que determinan el nivel en el que el amplificador comienza a recortar y el grado de recorte, es posible modificar la característica tonal de la señal de entrada. En lo que concierne a la fuente de alimentación, existen varias posibilidades. En las fi-

guras 5a y 5b se muestran las disposiciones más adecuadas para los circuitos de las figuras 3 y 4 respectivamente.

Otras aplicaciones

Además de utilizarse como generador de efectos especiales, este circuito tienen otras aplicaciones. Por ejemplo, puede utilizarse para limitar la señal de entrada a los amplificadores de potencia, con lo cual se evitará que fuertes picos en la entrada puedan dañar las membranas de los altavoces o incluso al propio amplificador; como es lógico, en este caso el ajuste se hará de modo que sólo se produzca distorsión en señales cuyo nivel supere el máximo permitido en la entrada, téngase en cuenta que en este tipo de aplicaciones, no se aprovecha la capacidad de distorsión del circuito, si no la de recorte.

Otra idea interesante, es utilizar el circuito junto con un sistema de megafonía. Existen varias teorías que aseguran un aumento de volumen, al recortar en cierta forma la señal de entrada. Se dice que el incremento de armónicos en la señal de salida no deteriora la inteligibilidad de la misma. También se especula con la posibilidad de que el recorte de la señal sea el causante de las diferencias entre el sonido de los amplificadores de válvulas y los transistorizados.

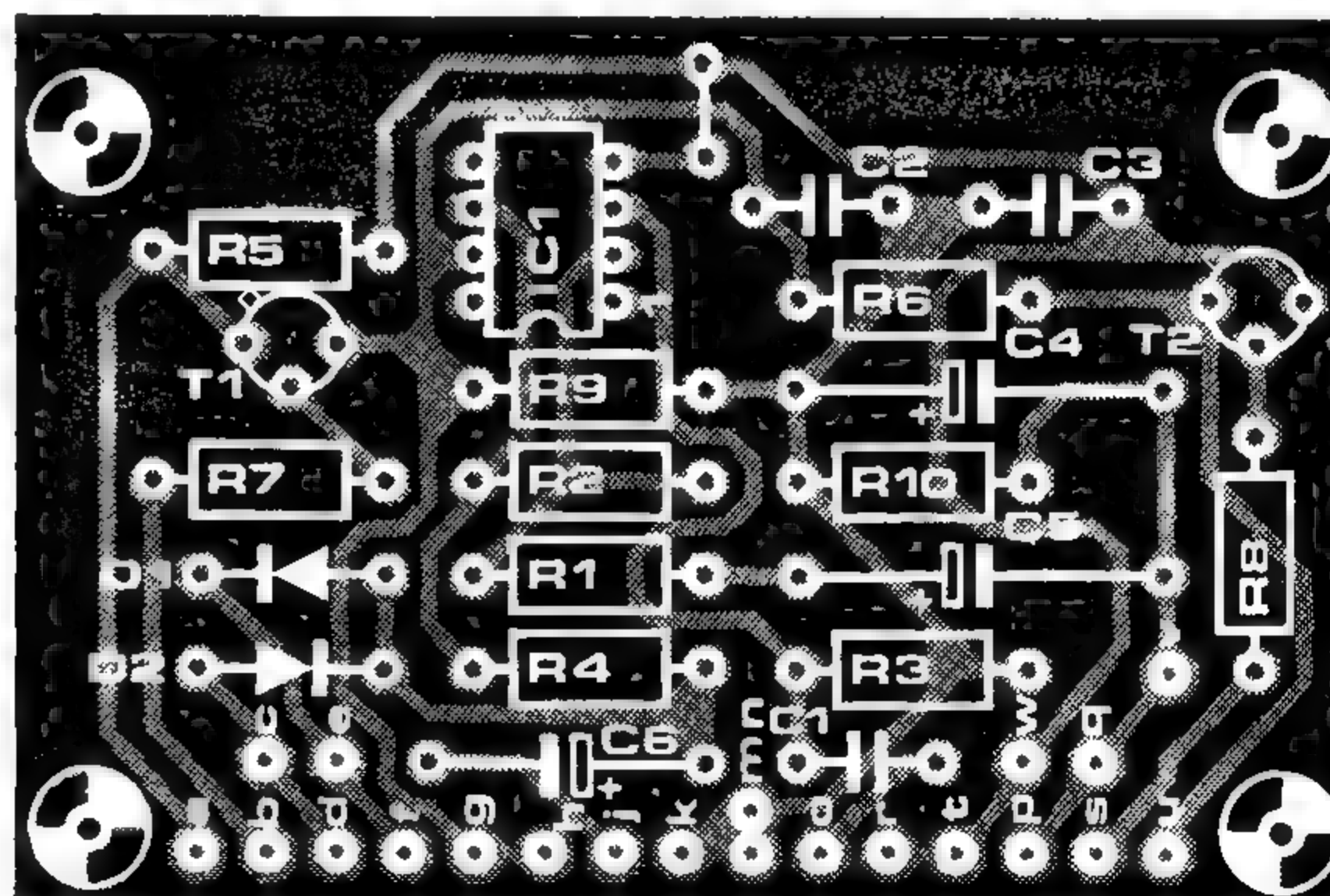
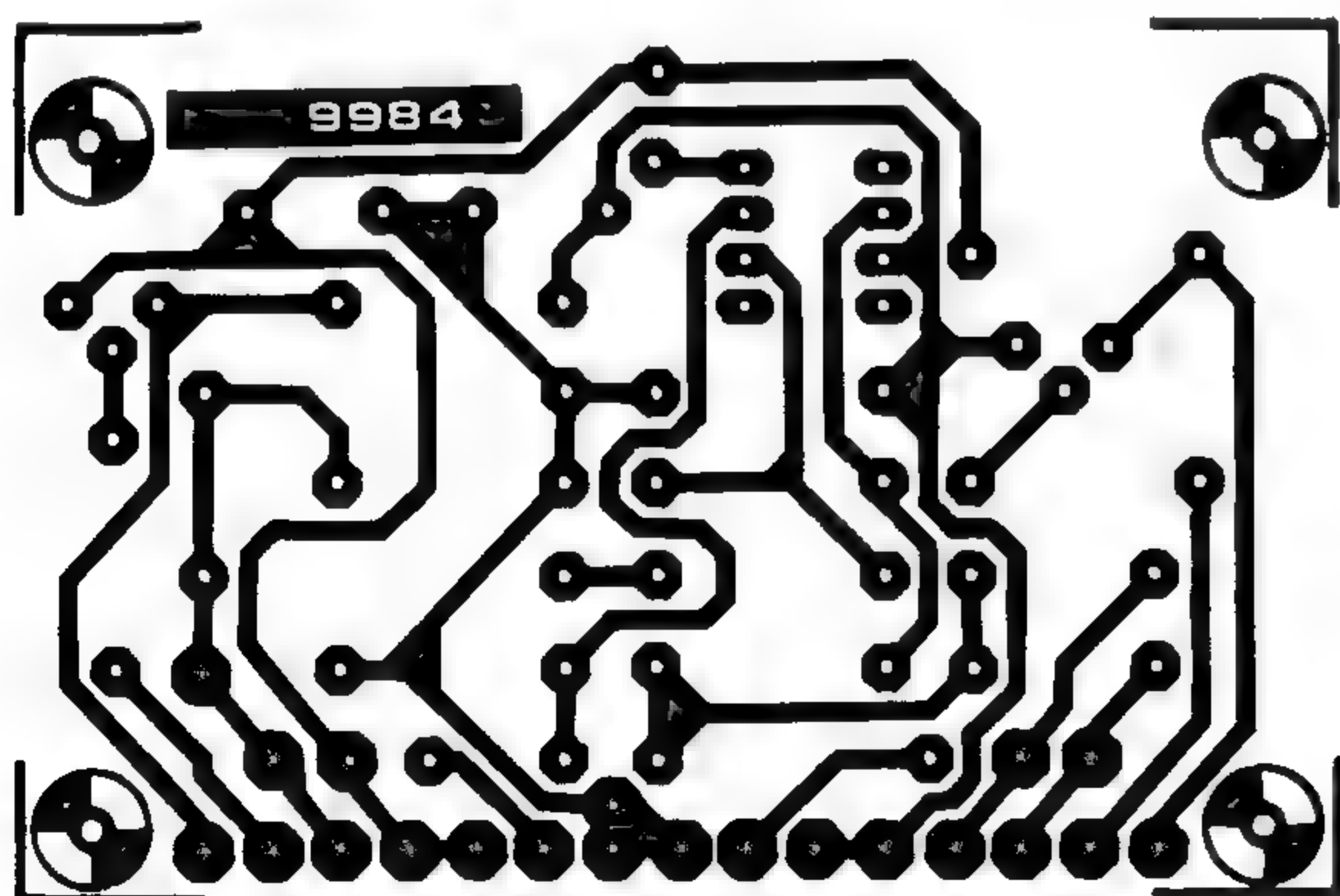
El circuito que aquí se describe, parece ideal para probar la verdad a cerca de estas ideas. Como siempre, los lectores que deseen ex-

perimentar en este campo, es aconsejable que lo hagan en lugares apropiados; el propio hogar casi nunca lo es.

Circuito impreso

En la figura 7 se muestra la placa de circuito impreso para el distorsionador variable. Se emplea una misma placa para realizar ambos montajes, es decir, con alimentación simétrica y asimétrica. En el circuito de la figura 6 (que resume los circuitos de las figuras 3 y 4) se han marcado con diferentes letras los puntos sobre los que se debe prestar una especial atención, así como los puentes a realizar dependiendo de la versión (alimentación simétrica o asimétrica) que se vaya a montar. En la lista de componentes también se dan las oportunas indicaciones sobre las modificaciones a realizar en cada versión. Para IC1 puede emplearse un 741, sin embargo un LF 356 es siempre una mejor elección.

7



Lista de componentes:

Puentes a realizar:

- para alimentación simétrica ($\pm 10 \dots 15 \text{ V}$):
puente entre los puntos q y k
C5 se sustituye por un puente
C6 se sustituye por un puente
- para alimentación asimétrica (+ 20 ... 30 V):
puente entre los puntos q y t

Comentarios:
¹ omitido en caso de alimentación simétrica.
² se sustituye por un puente en caso de alimentación asimétrica.

cámara de reverberación analógica

Hasta una época relativamente reciente, las unidades de reverberación que estaban al alcance de los aficionados eran las de resortes metálicos, que a pesar de los buenos servicios prestados, comportaban numerosos inconvenientes tales como; sensibilidad a las vibraciones mecánicas, tiempo de retardo fijo, respuesta en frecuencia irregular y limitada. Pero desde hace algún tiempo la tecnología electrónica ha hecho posible la realización de cámaras de reverberación totalmente electrónicas (sin partes móviles), poniendo a disposición del aficionado sistemas de alta calidad, a un precio asequible. El circuito que aquí se describe se basa en técnicas analógicas.

Una cámara de reverberación digital, es un sistema elegante para producir efectos de retraso en la propagación de señales acústicas. En este tipo de aparatos la señal analógica de entrada se transforma en digital mediante un convertidor A/D (analógico/digital). A continuación, esta señal se envía a un registro de desplazamiento cuya longitud es proporcional al retardo deseado. A la salida del registro, un convertidor D/A (digital analógico) se encarga de reconstruir la señal. Este método presenta algunas ventajas; por ejemplo, debido a la naturaleza de la señal que estamos tratando (digital), la señal que entra en el registro de desplazamiento es idéntica a la que sale, independientemente de la longitud de éste. Otra ventaja de tratar con señales digitales es que la única fuente de ruido y distorsión del sistema son los convertidores A/D y D/A, puesto que la señal digital es la misma en todo momento. Luego, como puede verse, una vez hecha la conversión A/D es posible ampliar la línea de retardo a voluntad tan sólo con añadir más registros de desplazamiento. Estas cualidades hacen de la línea de retardo digital el dispositivo ideal para producir largos retardos, como el requerido en los efectos de eco. Sin embargo, es justo decir que los sistemas de tratamiento de señales digitales son todavía moneda poco corriente, por lo cual nos hemos decidido por un circuito de tipo analógico; si bien, esto no excluye la publicación en un futuro de una cámara de reverberación digital.

Una aproximación a las unidades ideales de reverberación son las cámaras que emplean líneas de retardo analógicas a base de registros de desplazamiento analógicos. Este tipo de registros son en realidad memorias de transferencia de cargas, que aceptan directamente una señal analógica y la transfieren de entrada a salida por paquetes de cargas eléctricas.

Los registros de desplazamiento analógicos, constituyen una alternativa atrayente cuando los tiempos de retardo no son demasiado elevados (como es el caso de la reverberación), además, el costo de un registro de desplazamiento analógico (1.024 bits) es bastante inferior (2.000 ptas. aproximadamente) al de uno digital provisto de los correspondientes convertidores A/D, D/A. Por otra parte, los registros de desplazamiento analógicos están libres de los «ruidos de cuantificación», inherentes a todo proceso de conversión analógico/digital.

Por estas razones, el registro analógico es la solución ideal para efectos tales como el «pasing», coros, vibrato, y reverberación de corta duración (como la requerida en salas de audición reducidas para dar más realismo al sonido).

Registros de desplazamiento analógicos

La denominación anglosajona «bucket-brigade memories» que se utiliza para nombrar las memorias de transferencia de cargas, ilustra gráficamente el principio de funcionamiento, comparándolo con una cadena de hombres pasándose un cubo de agua de uno a otro. Siendo los cubos los condensadores y el agua, la carga eléctrica que éstos pueden almacenar.

El principio básico de los registros de desplazamiento analógicos se ilustra en la figura 1. Estos se componen de un cierto número de condensadores e interruptores electrónicos. Los interruptores son alternativamente abiertos y cerrados por la acción de un generador de reloj bifásico, que genera dos señales en oposición de fase. Cuando S1a, b, c,... etcétera, se encuentran abiertos, S2a, b, c,... etcétera, están cerrados, y viceversa. La señal de entrada se aplica a

Características:

Relación señal/ruido para la señal de salida máxima:	> 60 dB
Anchura de banda de la señal reverberada:	2.5 kHz, 5 kHz o 15 kHz (ver texto)
Retardo máximo:	200 ms, 100 ms o 33 ms (ver texto)
Anchura de banda directa:	25 Hz a 100 kHz.
Sensibilidad:	variable; la señal de salida es máxima, para una entrada de 30 mV ef a máxima sensibilidad (100 mV p.p)
Salida máxima:	2.5 V p-p
Entrada exterior de reloj:	15 V p-p, 5 kHz a 500 kHz.
Alimentación:	+ 15 V/75 mA, - 15 V/25 mA

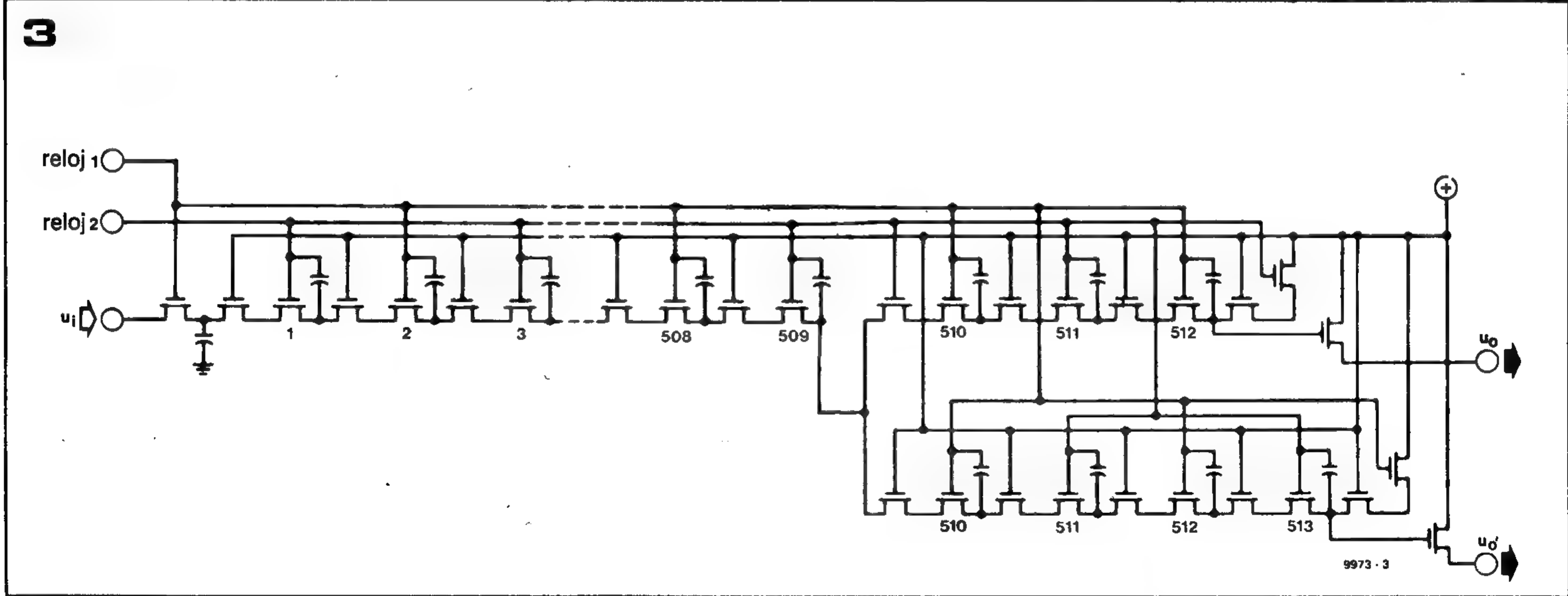
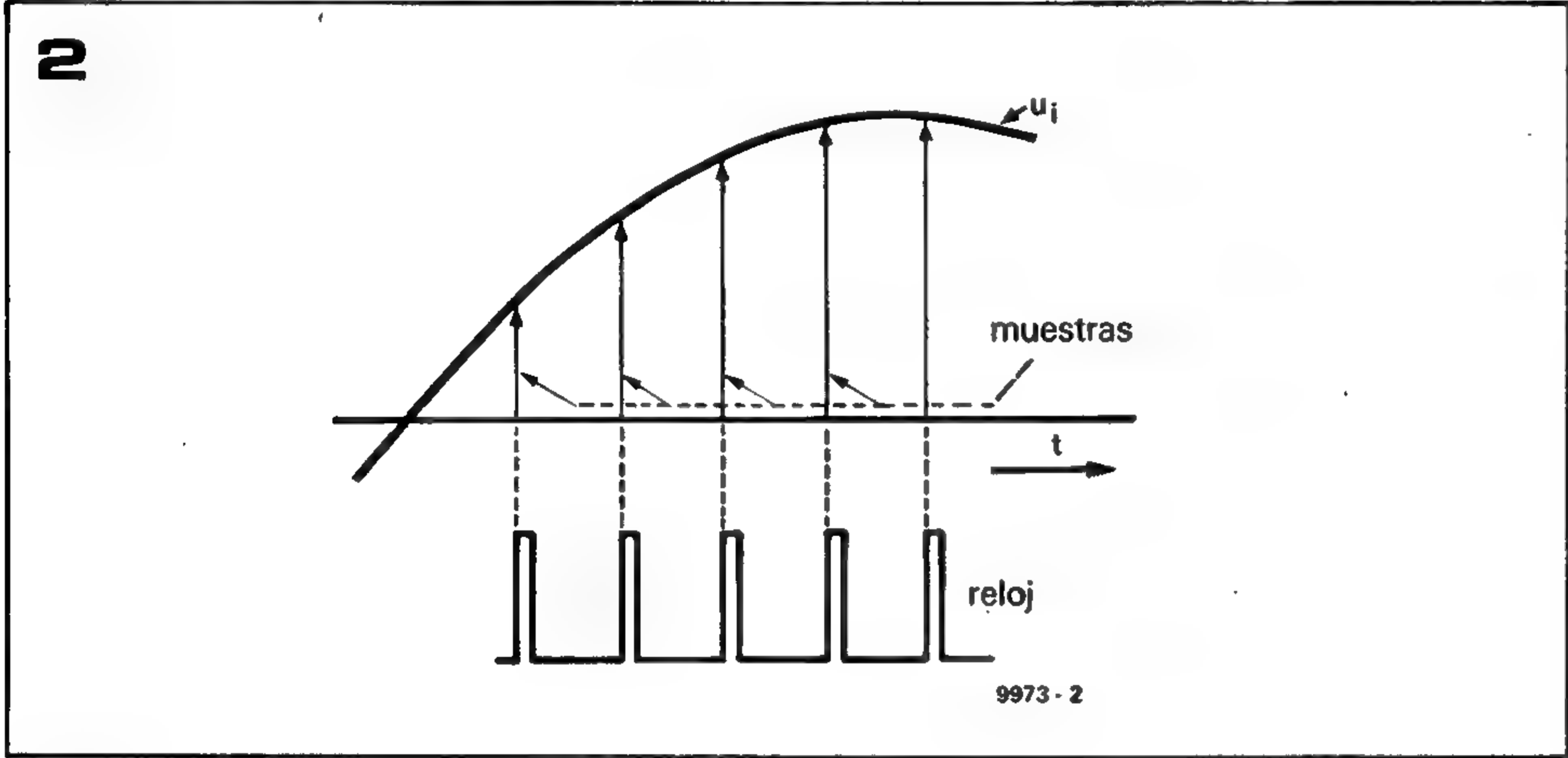
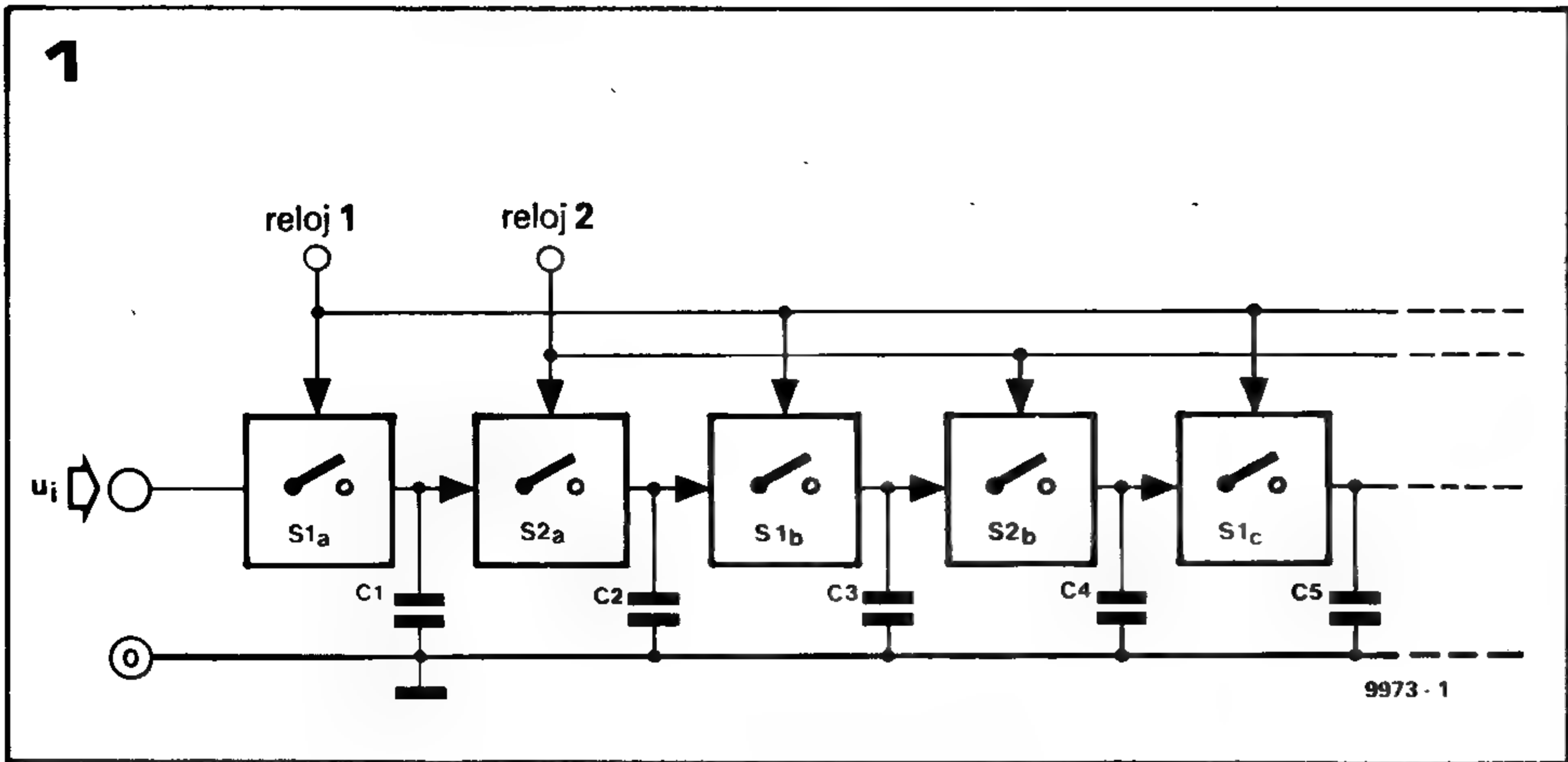


Figura 1. Ilustración del principio de funcionamiento de los registros de desplazamiento (o memorias de transferencia de cargas).

Figura 2. La señal analógica de entrada sufre un muestreo a cada impulso de reloj.

Figura 3. Circuito interno del registro de desplazamiento analógico SAD 1024.

La teoría del muestreo de señales especifica que la frecuencia de reloj debe ser al menos doble que la máxima frecuencia de la señal de trabajo. En efecto, es evidente que la frecuencia de reloj debe ser superior a la frecuencia máxima de la señal de entrada, so pena de no poder filtrarla. Pero aún más, si no se respetan las condiciones impuestas por la teoría de muestreo de señales, puede producirse un efecto bastante molesto conocido como «distorsión por desdoblamiento» (foldover). Este efecto es debido a la interferencia entre las frecuencias de la señal de entrada y la de reloj, y genera señales «fantasmas» en todo el espectro de audio, aunque la señal de reloj sea de frecuencia superior a esta gama (y por tanto, inaudible). La duración del retardo producido por una memoria de transferencia depende de dos factores: el número de etapas de la memoria y la frecuencia de reloj. Como la señal se desplaza dos pasos o etapas por cada impulso de reloj, la duración del retardo

S1a, y debido a que este interruptor está cerrado el condensador C1 se carga al valor instantáneo de tensión que en ese momento posee la señal de entrada; dicho de otra forma, se hace un muestreo de la señal de entrada. El funcionamiento es sencillo. Cuando S1 está abierto y S2 cerrado, una parte de la carga de C1 pasa a C2, a través de S2a. Cuando S1 nuevamente se cierra, toma una segunda muestra de la señal, mientras que C2 transfiere parcialmente su carga a C3 a través de interruptor S1b, y así sucesivamente. De esta forma, y como puede verse en la figura 2, la señal de entrada sufre un cierto número de muestreos, que se suceden separados por un corto intervalo de tiempo. Estas «muestras» de la señal de entrada son transferidas a lo largo del registro en forma de paquetes de cargas.

El funcionamiento real de un registro de desplazamiento analógico es bastante más complicado de lo que esta sencilla explicación puede hacernos creer, aunque el principio de base sigue ajustándose con exactitud a lo anteriormente dicho. En un registro de desplazamiento (integrado) real los interruptores son MOSFETs, y los condensadores se encuentran igualmente integrados en el chip. En la figura 3 se muestra un registro de desplazamiento analógico realizado a base de esta tecnología. La señal de salida del registro de desplazamiento analógico, se presenta como un tren de impulsos, sincronizado con la señal de reloj, que siguen la envolvente de la señal de entrada. La señal original puede recuperarse mediante un filtro paso-bajo que elimina la componente de la frecuencia de reloj.

puede definirse mediante la siguiente relación:

$$t = \frac{n}{2 \cdot f_r}$$

Donde n es el número de etapas de la memoria y f_r la frecuencia de reloj. Puesto que la frecuencia de reloj debe ser como mínimo doble a la máxima utilizable en la entrada, el retardo máximo que puede conseguirse es:

$$t = \frac{n}{4 \cdot f_{s(max)}}$$

En otras palabras, es necesario aceptar un compromiso entre el retardo máximo y la anchura de banda de la señal. Si uno aumenta el otro debe disminuir. Esto significa en la práctica que la anchura de banda de la señal de entrada, (objeto de la rever-

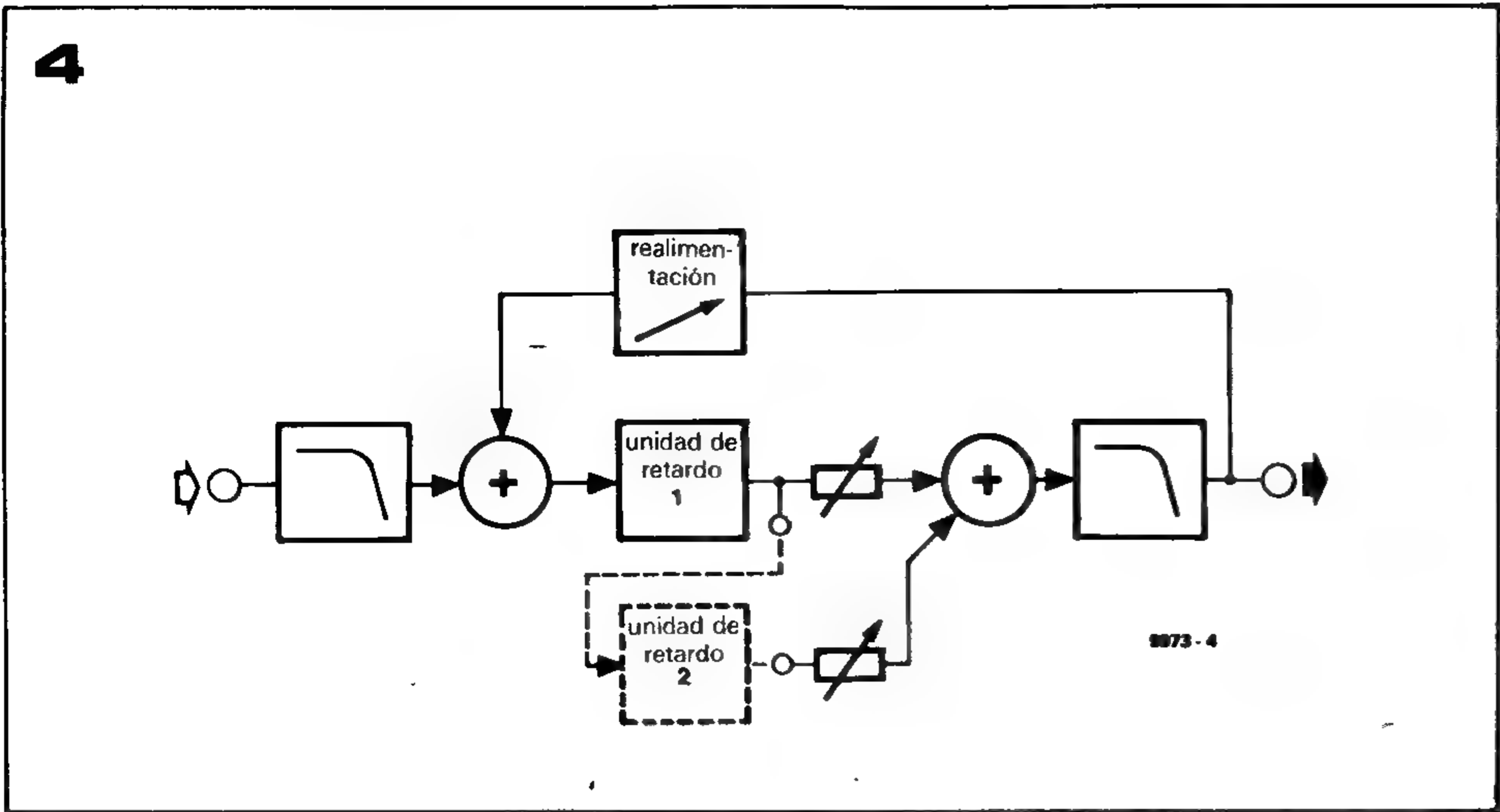
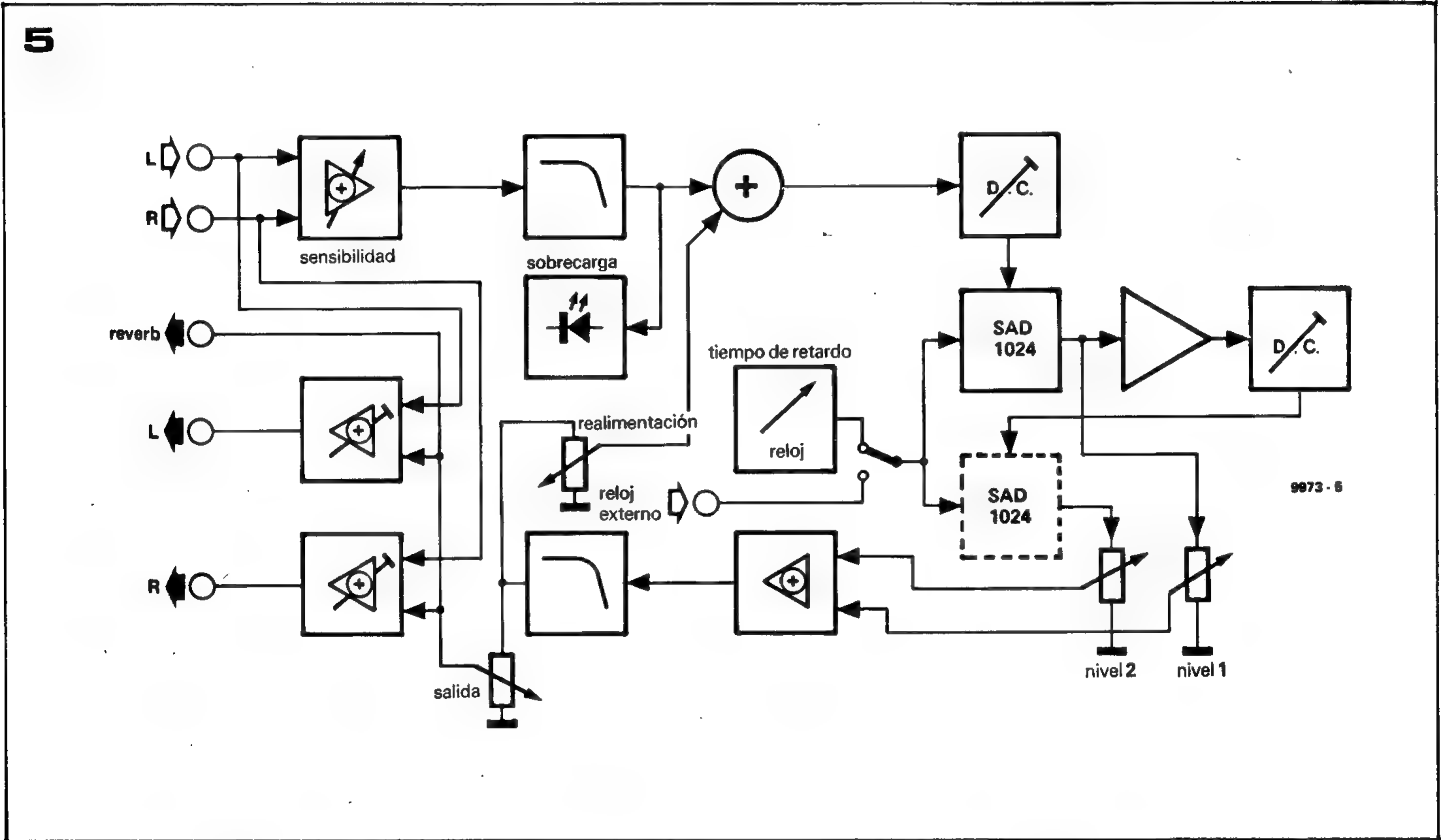


Figura 4. Principio básico de la unidad de reverberación. El retardo de la señal de entrada se obtiene, introduciendo ésta, en una memoria de transferencia de cargas y reinyectando en la entrada una parte de la señal con retardo. Los filtros paso bajo colocados en la entrada y salida limitan la anchura de banda de la señal para evitar la distorsión por «desdoblamiento» y suprimir las componentes de frecuencia de reloj.

Figura 5. Diagrama de bloques de la unidad de reverberación.

Figura 6. Esquema eléctrico completo del módulo de reverberación en el que se utilizan ampliamente los amplificadores operacionales con entrada FET.



beración) será ligeramente inferior al espectro completo de audio; siempre y cuando se deseen retardos de una duración razonable con registros no excesivamente largos. Esto implica que es necesaria una reducción de la banda pasante de la señal de entrada, lo que se consigue aplicando un filtro paso-bajo.

La unidad de reverberación

El principio de la unidad de reverberación se muestra en la figura 4. La señal de entrada pasa primeramente por un filtro paso-bajo y a continuación se aplica al registro de desplazamiento. Una parte de la señal retardada, se atenúa y se reinyecta a la entrada, donde se suma con la señal original. Cada vez que la señal de entrada cumple un ciclo (recorre completamente el registro de desplazamiento) ésta sufre una atenuación más acentuada, con lo que gradualmente va decreciendo; apareciendo así el fenómeno característico de la reverberación.

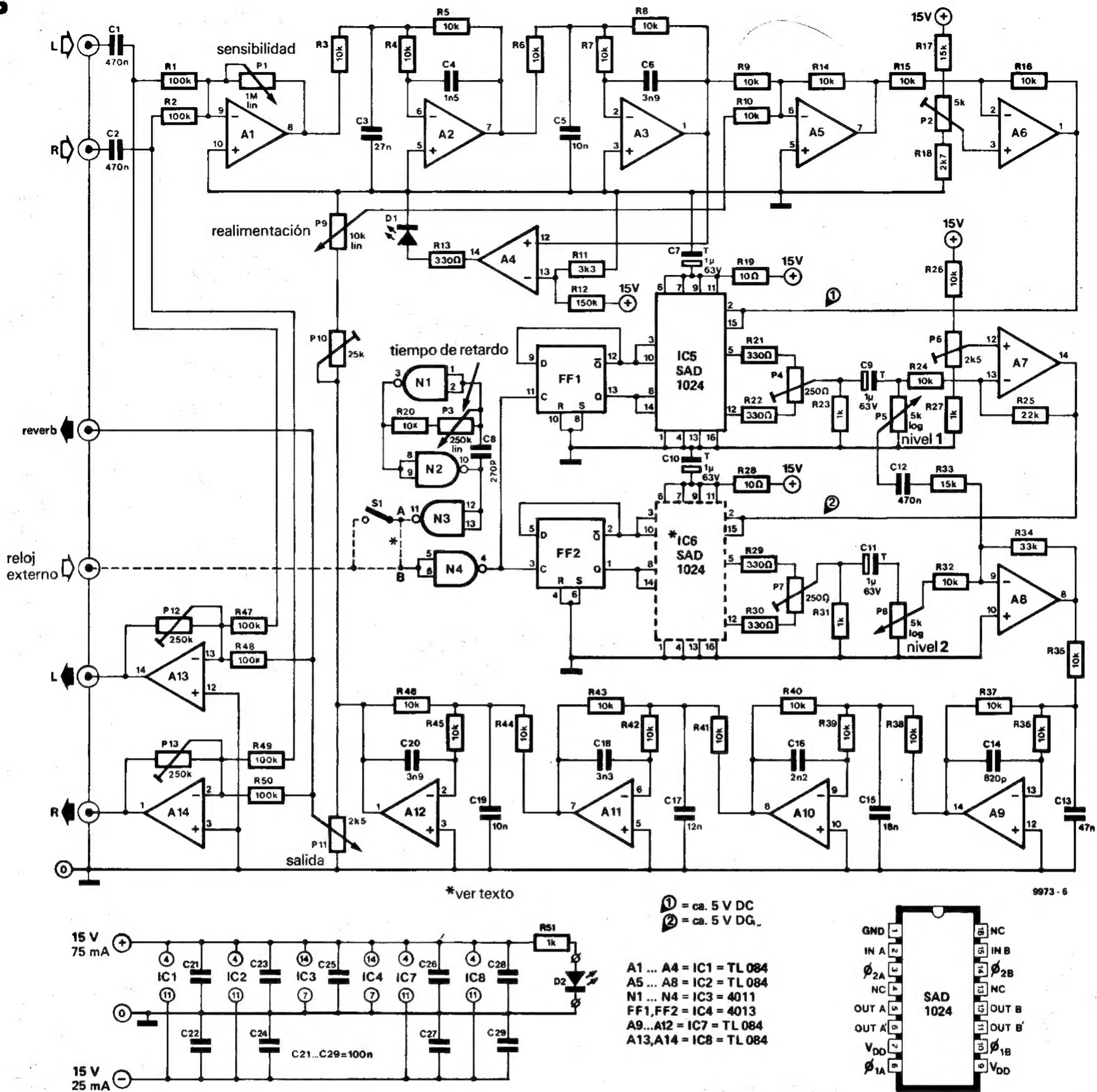
Para retardos de mayor duración es posible añadir una segunda memoria (opcional).

El SAD 1024

El registro de desplazamiento elegido para la unidad de reverberación es el SAD 1024 de Reticon. Este circuito integrado contiene dos memorias de transferencia de cargas de 512 etapas completamente separadas que pueden utilizarse individual o conjuntamente. Hemos elegido como compromiso para el periodo de la señal retardada y la frecuencia máxima 100 mS y 2,5 kHz respectivamente. Con una memoria de 1024 etapas y una banda pasante de 2,5 kHz, es teóricamente posible obtener un retardo de 102,4 mS con una frecuencia de reloj de 5 kHz. En la práctica, la frecuencia de reloj, se escogerá ligeramente superior, para que el filtro de salida no atenúe las frecuencias más altas; pero aún así, el filtro paso-bajo

de salida deberá poseer una pendiente extremadamente alta; en este caso se le ha dado la fabulosa cifra de ¡48 dB/octava! Una banda pasante de 2,5 kHz para la señal de entrada puede parecer demasiado estrecha, pero en la práctica es suficiente para que el efecto de reverberación sea notable. Para aquéllos que deseen una banda pasante o una duración superior, se ha previsto la opción de una segunda etapa con otro SAD 1024, pudiendo así aumentar la frecuencia de reloj. Puesto que el SAD 1024 tiene dos secciones de 512 etapas de retardo, la cuestión que se nos presenta es cómo conectarlas para conseguir un retardo equivalente a 1.024 etapas. La primera idea es conectarlas en cascada, pero rápidamente se ve, que esto no reportaría una buena relación señal/ruido, ya que el paso por las siguientes 512 etapas degradaría aún más la señal (aparte de la distorsión por desdoblamiento). Otro problema, igualmente arduo, es la elección de la frecuencia de reloj. Con una frecuencia de reloj ligeramente su-

6



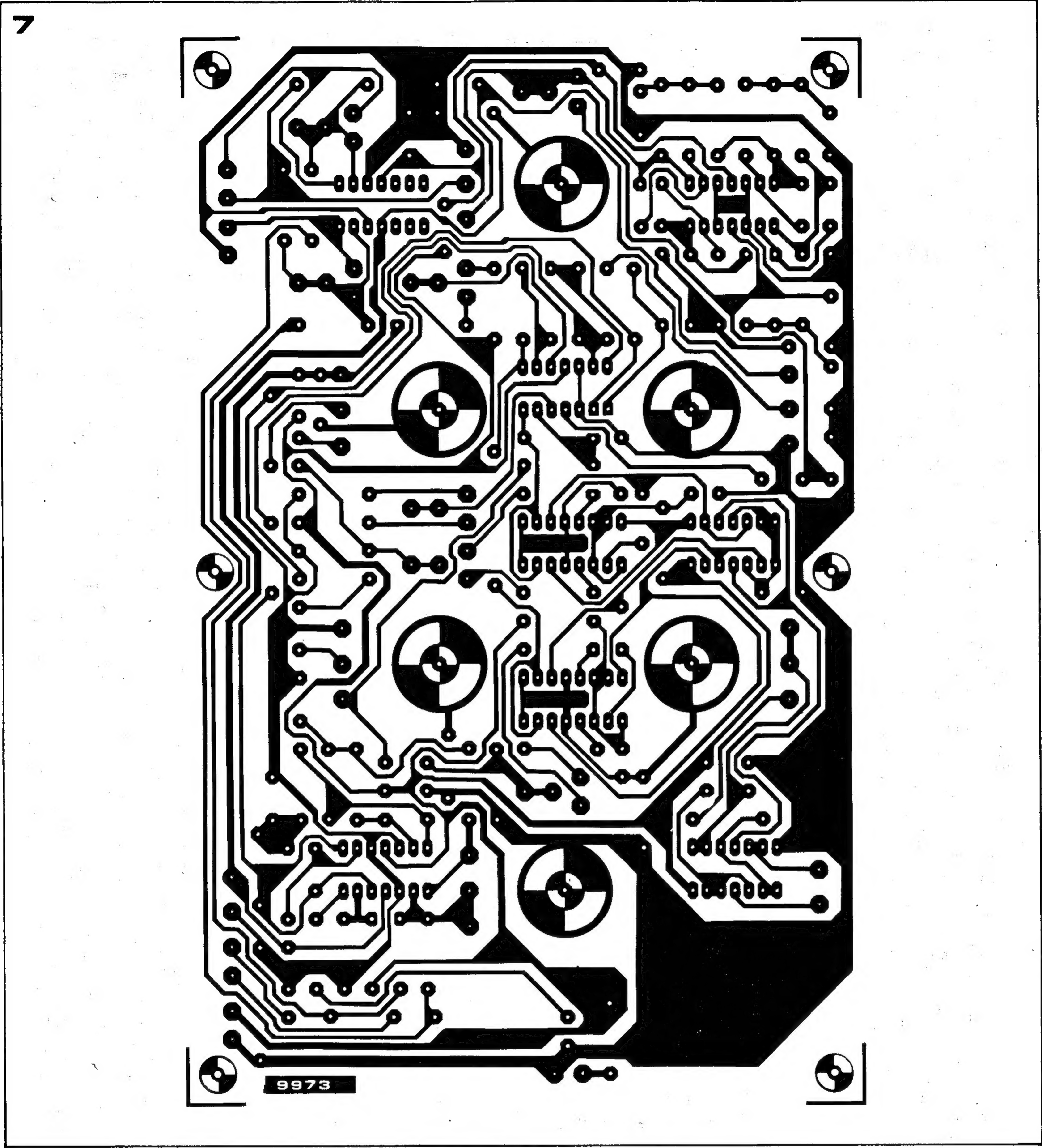
perior al doble de la frecuencia máxima de la señal es casi imposible filtrar completamente la componente de reloj, aunque el filtro sea de elevada pendiente. La solución a estos dos problemas, es hacer funcionar las dos secciones del registro en modo «paralelo multiplexado». Esto significa que la señal se envía simultáneamente a las dos entradas del registro (conectadas en paralelo), recibiendo cada etapa la señal de reloj en oposición de fase. De esta forma, la señal de trabajo se muestrea dos veces por cada impulso de reloj, una para cada registro, alternativamente. A continuación, las salidas de los dos registros se mezclan, consiguiéndose así una anulación mutua de las dos componentes de la señal de reloj (puesto que están en oposición de fase). Evidentemente, también se puede anular la frecuencia de reloj, sumando las salidas de las dos últimas etapas de retardo, ya que también están en oposición de fase. Puede parecer que el hecho de mezclar dos memorias en paralelo sólo proporciona el retardo equivalente a 512 etapas, y es cier-

to, pero teniendo en cuenta que se realizan dos muestreos por cada impulso de reloj, el ritmo de muestreo es en realidad doble de la frecuencia de reloj, lo cual nos permite el uso de una frecuencia de reloj de 2,5 kHz, para obtener un ritmo de muestreo a 5 kHz. Esta combinación de poner dos líneas de retardo de 512 células, multiplexadas por un reloj de 2,5 kHz, proporciona evidentemente el mismo retardo que una memoria de 1.024 etapas (dos registros de 512 en cascada) y una frecuencia de reloj de 5 kHz.

Diagrama de bloques

En la figura 5 se muestra el diagrama de bloques detallado de la cámara de reverberación, en versión estéreo. Las entradas izquierda y derecha se mezclan en un amplificador operacional, montado en circuito sumador, cuya ganancia es variable. La señal resultante, se envía al filtro paso-bajo que elimina todas las frecuencias superiores a 2,5 kHz.

La salida del filtro se lleva a un circuito regulador de la deriva (offset) que ajusta el nivel de tensión continua de polarización a la entrada del SAD 1024. Esta corrección se hace necesaria, puesto que el SAD 1024 sólo acepta señales positivas, lo cual obliga a desplazar el cero de la señal alterna simétrica que proviene del filtro, sumándole una tensión continua positiva. La señal a continuación se envía al primer SAD 1024. Si se utiliza un segundo SAD 1024, la tensión de salida del primero debe pasar por un amplificador para compensar la atenuación de la primera unidad. A la salida de cada SAD 1024 se dispone de un ajuste de nivel. La señal que se obtiene a la salida de las dos memorias se lleva al mezclador y a continuación entran en el filtro paso-bajo de salida. Una parte de la señal de salida del filtro es reinyectada a la entrada del primer SAD 1024 a través de un circuito regulador de amplitud, que determina la duración de la reverberación. El resto de la señal se mezcla separadamente con cada una de las señales



originales (no retardadas) procedentes de los canales derecho e izquierdo, de forma que al llegar la señal a los altavoces presenta una imagen monofónica. Separadamente el circuito dispone de una salida para señal reverberada. El potenciómetro de salida regula la proporción de la señal reverberada en la señal de salida. A algunos lectores les parecerá extraño que se sume la señal de reverberación mono a la señal estéreo, sin embargo, no es más que un reflejo de lo que en realidad ocurre en una sala de conciertos (por ejemplo). La reverberación es el resultado de las múltiples reflexiones de una señal sobre los muros de una sala, y como claramente pueden adivinarse, este efecto no posee ninguna direc-

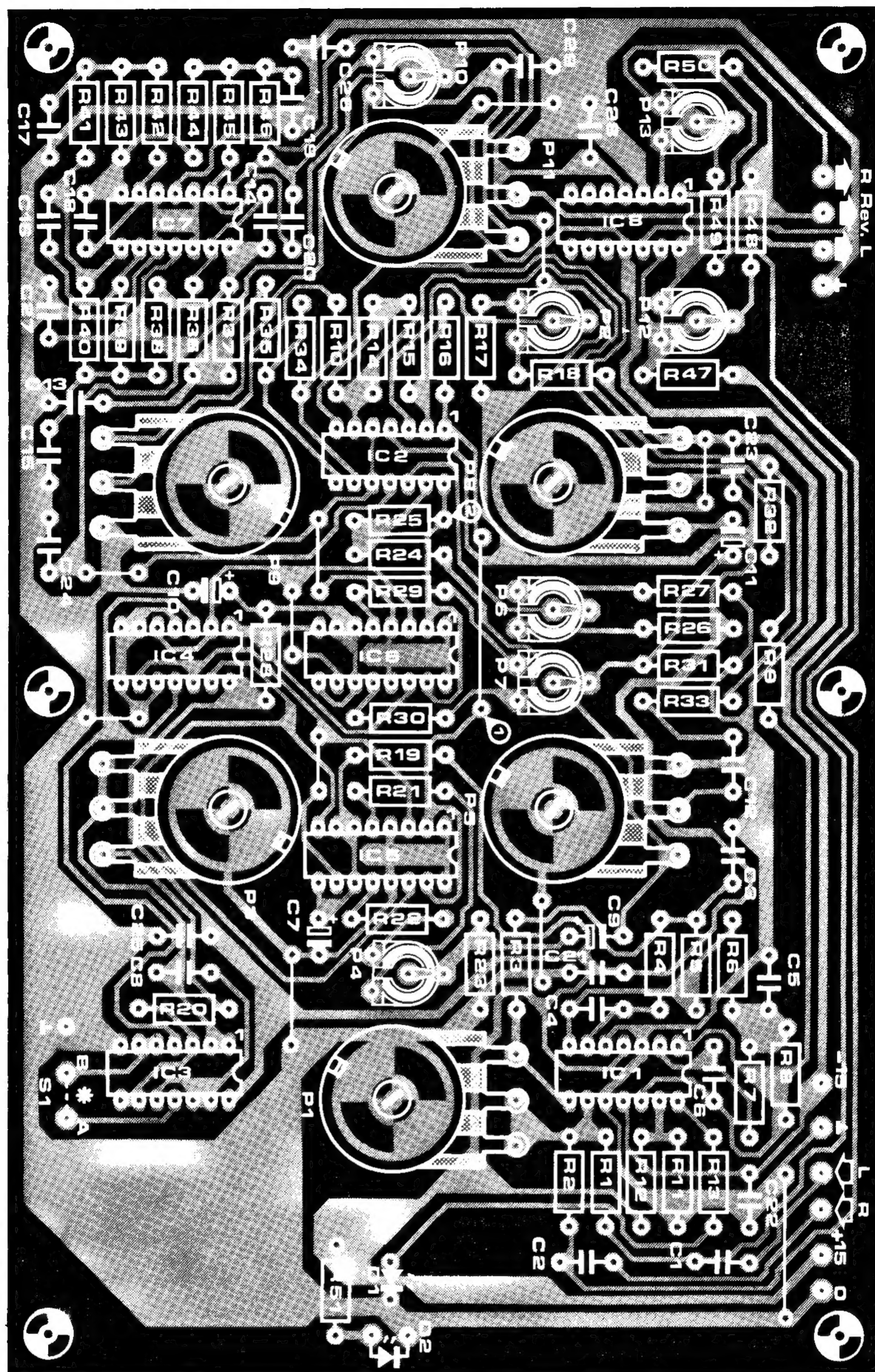
Figura 7. Placa de circuito impreso y distribución de componentes (EPS 9973).

cionalidad, es decir, es monofónico. Esta señal monofónica llega al oyente (más o menos con la misma amplitud a cada oído) superpuesta a los sonidos directos de los canales derecho e izquierdo. No se obtendría ninguna mejora con separar la reverberación en dos canales.

Circuito completo

En la figura 6 se muestra el circuito completo de la unidad de reverberación. Las seña-

les de entrada se suman en el amplificador operacional A1, cuya ganancia puede variarse mediante P1. La señal de salida de A1 se envía a la entrada del filtro paso bajo formado por A2 y A3 que constituyen dos filtros Butterworth de segundo orden conectados en cascada, con una pendiente de 24 dB/octava, por debajo de la frecuencia de corte (2,5 kHz). Como a este nivel no hay que suprimir ninguna frecuencia de reloj, la pendiente del filtro sólo es la mitad de la pendiente del filtro de salida. Mediante el amplificador operacional A5, se suman las señales procedentes de A3 y de la salida del registro de desplazamiento. La salida de A3, simultáneamente, se envía al indicador de sobrecarga A4; cuando la ten-



lista de componentes

Resistencias:

R1, R2, R47 ... R50 = 100 k
 R3 ... R10, R14, R15, R16, R20,
 R24, R26, R32,
 R35 ... R46 = 10 k
 R11, R21, R22, R29, R30 = 330 Ω
 R12 = 150 k
 R13 = 330 Ω
 R17, R33 = 15 k
 R18 = 2k7
 R19, R28 = 10 Ω
 R23, R27, R31, R51 = 1 k
 R25 = 22 k
 R34 = 33 k

P1 = 1 M potenciómetro lineal
 P2 = 5 k (4k7) potenciómetro
 ajustable
 P3 = 250 k (220 k) potenciómetro
 lineal
 P4, P7 = 250 Ω (220 Ω) poten-
 ciómetro ajustable
 P5, P8 = 5 k ((4k7) potenciómetro
 logarítmico
 P6 = 2k5 (2k2) potenciómetro
 ajustable
 P9 = 10 k potenciómetro lineal
 P10 = 25 k (22 k) potenciómetro
 lineal
 P11 = 2k2 (2k2) potenciómetro
 logarítmico

P12, P13 = 250 k (220 k) poten-
 ciómetro ajustable

Condensadores:

C1, C2, C12 = 470 n
 C3* = 27 n
 C4* = 1n5
 C5*, C19* = 10 n
 C6*, C20* = 3n9
 C7, C9, C10, C11 = 1 μ (tántalo)
 C8* = 270 p
 C13* = 47 n
 C14* = 820 p
 C15* = 18 n
 C16* = 2n2
 C17* = 12 n

C18* = 3n3

C21 ... C29 = 100 n

Semiconductores:

IC1, IC2, IC7, IC8 = TL 084
 IC3 = 4011
 IC4 = 4013
 IC5, IC6 = SAD 1024
 D1 = LED (rojo)
 D2 = LED (verde)

* Ver texto y tabla 1

sión en la entrada no inversora de este operacional supera la tensión presente en su entrada inversora (determinada por R11 y R12) la salida de A4 se hará positiva encendiendo D1. La salida procedente de A5 se envía a A6, que es un amplificador inversor de ganancia unidad con ajuste de la tensión continua de deriva (desplazamiento del cero ajustable) sobre la entrada no inversora. P2 permite el ajuste de la tensión de reposo de A6, y por consecuencia, la tensión continua de polarización en la entrada del primer SAD 1024 (IC5).

La salida de IC5 se envía a través del potenciómetro que regula el nivel de la primera línea de retardo (P5) a la entrada de A8, que a su vez ataca al filtro paso-bajo de salida. Este filtro está constituido por A9...A12, cuatro filtros Butterworth de segundo orden conectados en cascada, cuya pendiente total es de 48 dB/oct. La salida del filtro se lleva a P11, potenciómetro que ajusta el nivel de salida de la señal reverberada y la proporción del efecto de reverberación en la señal final de salida. La señal reverberada se mezcla con las señales directas de los canales izquierdo y derecho en los amplificadores operacionales A13 y A14, cuyas ganancias son ajustables mediante los potenciómetros P12 y P13 para atacar al dispositivo que se conecte a continuación (un amplificador, un magnetófono, etcétera).

Si se incorpora un segundo SAD 1024 (IC6) al circuito, la salida de IC5 deberá estar provista de un circuito de ajuste de cero en continua (A7). Esta etapa posee una ganancia 2 para compensar las pérdidas producidas por el primer circuito (IC5). La salida de IC6 se envía a través del potenciómetro P8 (que ajusta el nivel de salida) a la entrada del amplificador operacional A8 y a continuación al filtro de salida.

El generador de reloj es un multivibrador astable formado por dos puertas nand CMOS, N1 y N2. La salida de reloj se refuerza con las dos puertas restantes del integrado 4011 (N3 y N4) y se envía a las entradas de dos «flip-flop» (FF1 y FF2) cuyas salidas Q y \bar{Q} , proporcionan los impulsos de reloj defasados para IC5 e IC6. En realidad la frecuencia de reloj que alimenta a los integrados IC5 e IC6 es la mitad de la del generador principal de reloj, ya que FF1 y FF2 trabajan como divisores por 2.

Realización

En la figura 7 se muestra la placa de circuito impreso y la distribución de componentes. Para simplificar el cableado los seis potenciómetros de ajuste se montan directamente sobre la placa de circuito impreso. El conjunto así formado se montará mediante separadores metálicos sujeto al frontal de la caja, que a través de unos orificios dejará sobresalir los ejes de los potenciómetros para el posterior montaje de los botones de mando, tal como se muestra en la fotografía. Con los valores indicados en el esquema eléctrico el filtro tendrá una frecuencia de corte de 2,5 kHz. Si se desea una frecuencia de corte superior para aumentar la banda pasante de la señal se cambiarán los valores de los componentes por los dados en la tabla 1 (para las frecuencias de 5 kHz y 15 kHz).

Ajuste y utilización

El circuito posee seis potenciómetros de reglaje y siete ajustables. P12 y P13 fijan únicamente la ganancia de A13 y A14, y por tanto, el nivel de salida del módulo de reverberación.

El ajuste de la unidad se hará de la siguiente forma. Se ajusta P1 para que D1 se encienda en los pasajes de mayor intensidad de la señal de entrada. De esta forma se obtiene una relación señal/ruido óptima sin sobrecargar el circuito de entrada. P1 no debe utilizarse como control de volumen, ya que podría ello deteriorar la relación señal/ruido o sobrecargar el sistema.

Girar P9 (ajuste de la proporción de realimentación) totalmente en el sentido antihorario y llevar P11 a uno de sus extremos girándolo en sentido horario; a continuación se conectará la salida de señal reverberada a la entrada de un amplificador de modo que ésta sea perfectamente audible. Girar P5 (ajuste de nivel del primer circuito de retardo) totalmente a la izquierda y ajustar P8 (ajuste de nivel del segundo circuito de retardo) en sentido inverso. Disminuir la frecuencia de reloj hasta que se haga audible y a continuación ajustar P4 (control de balance) hasta que desaparezca (la frecuencia de reloj). Esto deberá suceder hacia la posición media de P4.

Seguidamente se ajustará la tensión conti-

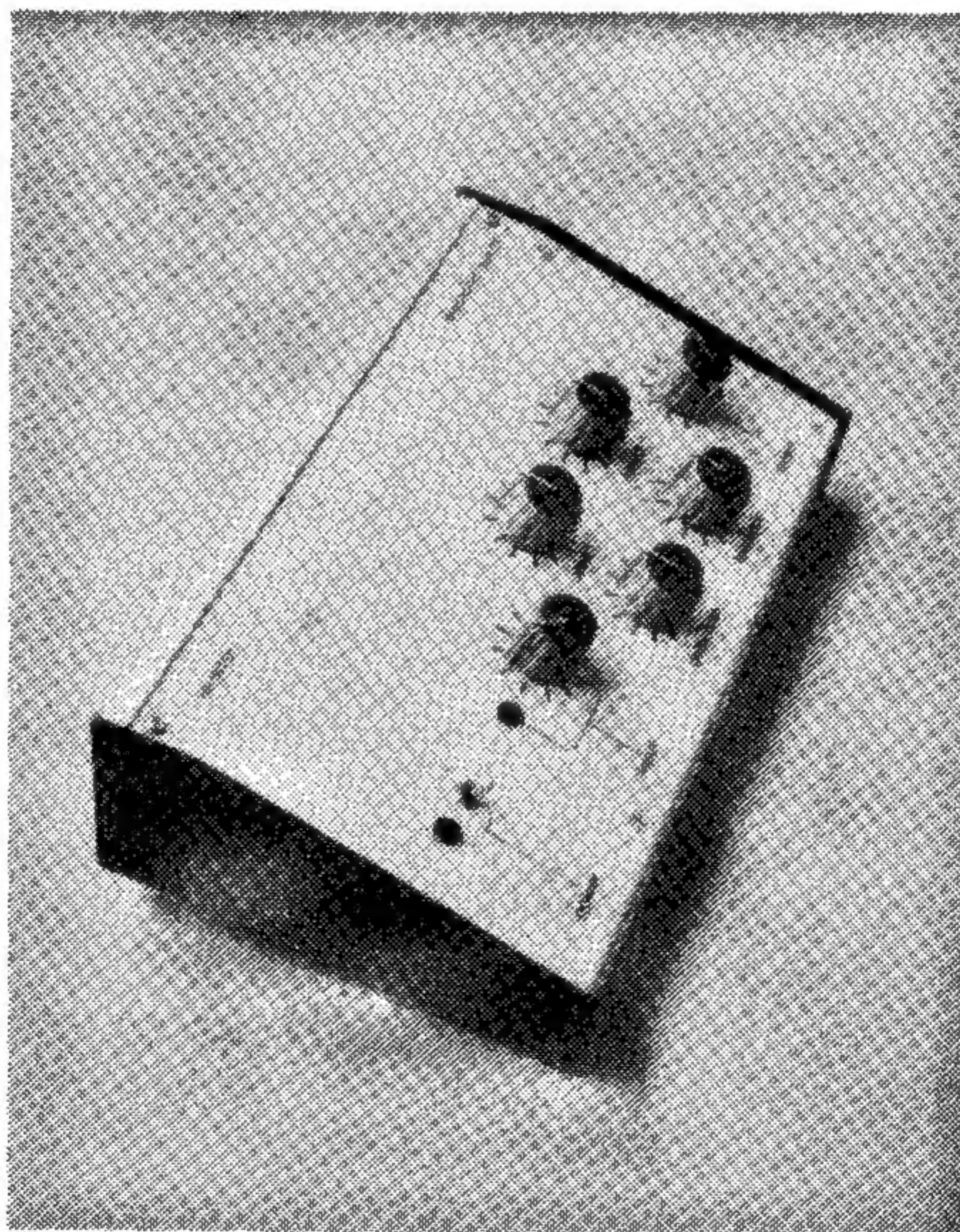


Tabla 1

frecuencia de corte (-3 dB)	5 kHz	15 kHz
C3	12 n	3n9
C4	820 p	270 p
C5	5n6	1n8
C6	1n8	680 p
C8	150 p	47 p
C13	27 n	8n2
C14	390 p	120 p
C15	8n2	2n7
C16	1n8	390 p
C17	5n6	1n8
C18	1n8	560 p
C19	4n7	1n5
C20	2n2	680 p

nua de polarización del registro de desplazamiento. Para ello basta con introducir una señal a la entrada del módulo de reverberación (con el nivel suficiente como para que encienda el diodo LED D1) y ajustar P2 hasta que no se aprecie ninguna distorsión en la señal reproducida. En caso de que se disponga de un osciloscopio el ajuste se puede hacer de la siguiente forma: ajustar el nivel de la señal de entrada hasta que la señal de salida comience a saturarse, seguidamente se ajusta P2 hasta que esta saturación sea simétrica.

Si se ha optado por la colocación del segundo registro de desplazamiento (IC6), se repetirá para este circuito los ajustes descritos anteriormente, es decir, la supresión de la señal de reloj y el desplazamiento en continua del cero, mediante P6 y P7, respectivamente. Durante estos ajustes P8 (ajuste de nivel de la segunda etapa de retardo, IC6) deberá girarse a fondo (en sentido horario) y P5 en la posición contraria. Para terminar se ajusta P10 (control de la proporción de realimentación) hasta obtener una duración máxima del período de decrecimiento de la señal. Para hacer este reglaje se giran P5, P8 y P9 totalmente a la derecha. En esta situación se ajusta P10 de forma que la señal reverberada vaya atenuándose gradualmente al interrumpirse la señal de entrada. Si P10 se ajusta erróneamente el sistema será inestable convirtiendo la señal reverberada en un ruido desagradable. Este reglaje deberá hacerse varias veces ensayando diferentes posiciones de P3 (control de la duración del retardo).

Como se ha dicho anteriormente el módulo de reverberación tiene tres salidas: canal derecho + reverberación, canal izquierdo + reverberación, y señal reverberada. Si se quiere utilizar el sistema con un equipo estéreo será suficiente conectar la unidad de reverberación a las entradas (o entradas) de cinta que generalmente poseen todos los amplificadores. La conexión se hará de la siguiente forma: la señal que se quiere reverberar se toma de la salida de cinta del amplificador y se conecta a la entrada de la unidad de reverberación, y la salida de ésta se conecta a la entrada de cinta del amplificador.

Otra forma para obtener el efecto de reverberación es utilizar amplificadores (con sus correspondientes altavoces) separados para la señal directa y la reverberada, con lo que el segundo amplificador es atacado únicamente por la señal retardada. Con este sistema se obtiene un efecto de reverberación más amplio.

Es importante resaltar que cuando la frecuencia de reloj es demasiado baja esta señal se hace audible. Si se utiliza para el reloj, las frecuencias de 5 kHz o 15 kHz, este fenómeno se producirá en las posiciones de P3 próximas a su fondo de escala.

Para reducir el riesgo de utilizar frecuencias demasiado bajas, es aconsejable graduar en frecuencias la escala de P3. Otro medio para evitar este problema es disminuir la gama de variación de P3 mediante resistencia de compensación conectadas en paralelo.

Los valores de estas resistencias se determinarán experimentalmente, de modo que la frecuencia de reloj sea inaudible, aunque P3 se encuentre en la posición de resistencia máxima.